



TITLE:

高速デジタル信号の変復調および伝送に関する研究(  
Dissertation\_全文)

AUTHOR(S):

石尾, 秀樹

---

CITATION:

石尾, 秀樹. 高速デジタル信号の変復調および伝送に関する研究. 京都大学, 1980, 工学博士

ISSUE DATE:

1980-05-23

URL:

<https://doi.org/10.14989/doctor.r4180>

RIGHT:



高速デジタル信号の変復調  
および伝送に関する研究

石 尾 秀 樹



# 高速デジタル信号の変復調 および伝送に関する研究

石 尾 秀 樹

DOC
1979
26
電気系

# 高速デジタル信号の変復調および 伝送に関する研究

石 尾 秀 樹

本論文はミリ波導波管伝送方式に用いる高速デジタル信号の変復調ならびに伝送に関する研究結果をとりまとめたものである。まず導波管により高速パルスを効率よく、かつ安定に伝送するには4相位相変調同期検波方式がすぐれていることを述べる。

次に同期検波を行なう場合に必須の技術である搬送波同期回路につき、その設計法を述べ、再変調比較形搬送波同期回路に掃引と積分の両機能をもつ回路を付加することにより、安定で精度の良い搬送波同期が行なえることを示した。また上記技術を用いた高速変復調回路の設計法・構成法を述べるとともに、806 Mb/s 4相 PSK 信号の導波管伝送実験を行ない、本検討が妥当であることを示した。次に、4相位相変調方式よりもさらに周波数利用効率が高いと考えられる多値 APSK を数百メガボア程度の高速伝送に適用するための変復調技術について検討し、重畳変調という考えを導入することにより、1.6 Gb/s の信号伝送が可能なことを述べた。また、非直線歪の存在する伝送系におけるパルス信号伝送についてミリ波進行波管による増幅の場合を例にとり示した。



## 論文梗概

本論文はミリ波導波管伝送方式の実用化に必要な高速デジタル信号の変復調ならびに伝送に関する一連の研究成果をとりまとめたものである。

本論文は次の7章から構成されている。

### 第1章 緒言

### 第2章 ミリ波導波管伝送方式

### 第3章 高速4相PSK信号用搬送波同期回路

### 第4章 ミリ波導波管伝送方式用変復調回路の設計と特性

### 第5章 高速多値振幅位相変調方式

### 第6章 振幅変調信号の非直線増幅と符号誤り率特性

### 第7章 結言

以下、各章についてその概要を述べる。

第1章ではミリ波導波管伝送方式について、その研究の歴史的背景を述べ、筆者がこの研究に着手した理由を明かにした。さらに本研究の目的ならびに各章のつながりを述べた。

第2章の“ミリ波導波管伝送方式”ではミリ波導波管伝送方式の概要およびこれを実用化するための課題について述べ、方式実用化のためには高速パルス変復調技術の実現が必須であることを示すと共に、筆者らが行なった実験例を述べた。

第3章の“高速4相PSK信号用搬送波同期回路”では、位相変調信号を同期復調する場合に必要な搬送波同期回路の設計法と構成法について述べた。従来、数百MB (Mega Baud) 以上の高速位相変調信号に対する搬送波同期回路の検討例はなく、広い同期引込み範囲と小さな定常位相誤差および抽出搬送波雑音という相矛盾する条件を満たす安定な回路を実現することは難しいとされていた。本章ではこれらの条件を同時に満たす回路構成法と設計法を述べると共に実験結果によりその妥当性を示した。具体的には再変調比較形搬送波同期回路に積分と周波数掃引の両機能を持つ回路を付加することを提案し、引込み周波数範囲  $\pm 20$  MHz, 上記周波数範囲内の定常位相誤差  $\pm 2^\circ$  以下, 抽出搬送波雑音  $0.6\text{r.m.s.}$  以下という特性を得ている。

第4章の“ミリ波導波管伝送方式用変復調回路の設計と特性”では高速多相の変復調回路の動作に影響する劣化要因と符号誤り率特性との関係を述べると共に回路設計法および構成法を明らかにした。また、上記設計法の妥当性を示すため、1.7 GHz 帯において 403 MB 4相PSK同期検波方式の変復調回路を試作し、有効であることを確認した。また実際にミリ波導波管を用いた伝送実験により大容量のミリ波導波管伝送方式が実現できることを示した。

第5章“高速多値振幅位相変復調方式”は伝送周波数帯域のより効率的な利用を目的として従来の多相位相変調方式に代る新しい変復調方式を提案し、理論的・実験的検討を行なってその妥当性を明かにしたものである。

すなわち、8相以上の多相位相変調では相数が増加するにつれて急激に特性が劣化することから、これに代って振幅と位相の二次元的な多レベル化を行なった振幅位相変復調方式が有効なことを述べ、これを数百MB程度の高速領域に適用するための技術として重畳変調原理を提案した。また符号誤り率特性、位相比較特性の理論的検討を行なうと共に、100 MB ならびに 400 MB において16値振幅位相変調回路を設計・試作し 400 Mb/s (Mega bits per second) ならびに 1.6 Gb/s の超高速パルス伝送が安定に実現できることを示した。

第6章の“振幅変調信号の非直線増幅と符号誤り率特性”では、振幅変調信号の伝送における非直線歪の影響を波形伝送特性および符号誤り率特性の観点から検討したものである。具体的にはミリ波進行波管を用いて複数の振幅変調信号を共通増幅する場合の波形伝送特性、最適閾値レベルならびに実効利得などを理論的・実験的に示し、非直線歪の影響を明かにした。

第7章は“結言”であり、本研究の成果をまとめたものである。

なお、本研究はミリ波導波管伝送方式を主たる対象として行なわれているが、ここで得られた諸成果は、単にミリ波のみならず、マイクロ波や準ミリ波を用いる地上の高速デジタル伝送方式や大容量の衛星通信方式に対しても広く適用できるものである。



# 目 次

第1章 緒 言	1
1.1 ま え が き	1
1.2 研 究 の 背 景	1
1.3 本研究の目的と論文の構成	2
第2章 ミリ波導波管伝送方式	7
2.1 ま え が き	7
2.2 ミリ波導波管伝送方式	7
2.2.1 方式の基本構成	7
2.2.2 導 波 管 線 路	10
2.3 変復調方式と符号速度	13
2.3.1 再生中継の形式	14
2.3.2 符 号 速 度	16
2.3.3 変 復 調 形 式	16
2.4 4 相位相変調遅延検波方式による高速パルス伝送実験	20
2.4.1 実験系の構成と特性	20
2.4.2 考 察	23
2.5 ま と め	26
第3章 高速4相 PSK 信号伝送用搬送波同期回路	27
3.1 ま え が き	27
3.2 搬送波同期回路に要求される特性と設計上の問題点	28
3.2.1 同期引込み範囲	29
3.2.2 定常位相誤差	30
3.2.3 抽出搬送波雑音	31
3.3 搬送波同期回路の構成法	33
3.3.1 基本回路形式の比較と選定	33
3.3.2 引込み周波数範囲の拡大方法	36
3.3.3 定常位相誤差の抑圧方法	44

3.4	回路設計法	55
3.4.1	位相比較特性	56
3.4.2	定常位相誤差特性	59
3.4.3	同期引込み特性	64
3.4.4	ループ安定性	67
3.4.5	抽出雑音特性	69
3.4.6	設計手順	71
3.4.7	回路構成	72
3.5	搬送波同期回路の実験	75
3.5.1	位相比較特性	76
3.5.2	定常位相誤差特性	76
3.5.3	引込み特性	80
3.5.4	抽出搬送波雑音	81
3.5.5	擬似引込み現象	84
3.5.6	周波数変動による符号誤り率の劣化	85
3.6	まとめ	85
第4章	ミリ波導波管伝送方式用変復調回路の設計と特性	93
4.1	まえがき	93
4.2	高速変復調回路の分析と設計	93
4.3	高速変復調回路の構成法	96
4.3.1	変調回路の構成法	97
4.3.2	復調回路の構成法	100
4.4	変復調回路の特性	102
4.4.1	変調回路の特性	102
4.4.2	復調回路の特性	105
4.4.3	総合動作特性	108
4.5	まとめ	111
第5章	高速多値振幅位相変調方式	115
5.1	まえがき	115



5.2	変復調方式の比較	116
5.2.1	信号配置と符号誤り率特性	116
5.2.2	チャンネル容量	119
5.3	重畳変調の原理と特長	120
5.3.1	変調方法	120
5.3.2	復調方法	122
5.3.3	重畳変調の特長	125
5.4	符号誤り率特性と劣化要因の検討	129
5.4.1	符号誤り率特性	129
5.4.2	劣化要因の検討	134
5.5	搬送波同期回路の検討	145
5.5.1	位相比較特性	145
5.5.2	抽出搬送波雑音と同期引込み特性	154
5.6	実験的検討	156
5.6.1	実験系の構成	156
5.6.2	100 MB 伝送実験	159
5.6.3	400 MB 伝送実験	163
5.7	まとめ	164
第6章	振幅変調信号の非直線増幅と符号誤り率特性	170
6.1	まえがき	170
6.2	進行波管の増幅特性	170
6.2.1	進行波管の波形伝送特性	171
6.2.2	進行波管による増幅方式	178
6.3	共通増幅時の利得と出力抑圧	179
6.3.1	出力抑圧特性	179
6.3.2	利得の減少	181
6.4	共通増幅方式の符号誤り率と最適識別レベル	181
6.4.1	同期方式の符号誤り率特性	181
6.4.2	非同期方式の符号誤り率特性	189
6.5	考察	189

6.5.1	共通増幅時の符号誤り率特性	189
6.5.2	実効利得および最大許容入力	197
6.5.3	実験的検討	197
6.6	まとめ	199
第7章 結 言		201
謝 辞		202
付 録 1		203
付 録 2		206
付 録 3		207



# 第1章 緒 言

## 1.1 ま え が き

情報化社会の急激な進展に伴ない、伝送すべき情報量は増加の一途をたどっている。また現在の電話・データなどの情報に加え、今後、画像サービスが導入された場合には伝送路に対する需要は飛躍的に増大すると予想される。それ故、大量の情報を経済的にかつ能率よく伝送しうる大容量伝送方式の実用化が望まれてきた。

ミリ波導波管伝送方式は、この要望に応えうる最も有力な通信方式の一つである。この方式は伝送媒体として円形導波管を用い、その低損失性、広帯域性を利用して数十 GHz の広帯域伝送を行ない、電話に換算して数十万通話路という情報を一挙に伝送するものであり、経済的な大容量伝送方式として各方面で研究が進められてきたものである。

本論文は、このような大容量伝送方式の実現に不可欠な高速搬送波パルスの変復調技術について述べたものであり、これまで筆者が行なった一連の研究結果をとりまとめたものである。

本章では、これらの成果を述べるに先立ち、ミリ波導波管伝送方式の歴史と研究の背景を述べると共に、本研究の目的、位置づけを明らかにする。

## 1.2 研究の背景

ミリ波導波管伝送の歴史は、円形  $TE_{01}$  モードの低損失性が発見された1930年代の初めにまでさかのぼることができる。1950年頃からアメリカ、日本、イギリス、西ドイツ等で始まった低損失導波管の開発は、1965年頃には誘電体内装導波管、らせん導波管となって結実し、ほぼ理論通りの特性を有する実用的な導波管製造法が確立された。これにより、ミリ波導波管伝送方式が現実的なものとなり、その後の研究は分波装置、中継装置に重点がおかれるようになった。1970年頃からは高速トランジスタ、インパットダイオードなど半導体技術の急速な進歩とこれに伴う回路技術の発展に支えられ、ミリ波導波管伝送方式が実用化研究の段階に入り、1975年から我国を始めとしてアメリカ、イギリスが相次いで現場試験を完了し、実用化を終了した<sup>(1)-(4)</sup>。

電電公社電気通信研究所におけるミリ波導波管伝送の研究は1950年代に基礎研究が開始され<sup>(5)(6)</sup>、これらの研究成果に基づいて1965年以降、方式実用化を目標とした総合的な研究が始まった。1968年には、茨城電気通信研究所に 8.4 km の導波管線路を布設し、世界に先がけて導波管線路、分波装置、中継装置を接続した第1回ミリ波総合中継実験を実施した<sup>(6)</sup>。このとき使用した中継装

置は PCM-AM 方式のもので、パルス変調速度は 225.47 MB\*、情報伝送速度も同じく 225.47 Mb/s\*\* であった。これにつづいて、1970 年には同所で第 2 回目の総合中継実験が実施されたが<sup>(7)</sup>、ミリ波部品の進歩と高速 PCM 技術の向上にささえられて、パルス変調速度は約 2 倍の 403.04 MB、情報伝送速度は約 4 倍の 806.08 Mb/s に選ばれ、変復調形式として PCM 4 相 PSK\*\*\* 遅延検波が採用された。また、この実験では、線路中継装置のほかに符号多重化装置も接続し、カラーテレビの伝送実験を行なって高品質の伝送系が構成しうることが示された。

これら 2 回にわたる総合中継実験の成果ならびにその後の研究成果をもとに、1971 年からは 43 ~ 87 GHz の周波数帯域に上り、下り各 26 のミリ波チャンネルを配置し、各ミリ波チャンネルで 403 MB 4 相 PSK 同期検波を用いて 806 Mb/s の高速デジタル変復調を行なうことにより、電話に換算して約 30 万通話路の情報伝送を行なうミリ波導波管伝送方式 (W-40 G 方式と呼ばれる) の実用化が開始された。1972 年には全長 22.7 km の実験線路が完成し、1973 年以降から中継装置、分波装置、符号変換装置を含めた方式の総合現場実験が行なわれ、回線・装置の特性・機能を確認し、方式設計法を明確化することにより 1974 年 3 月に実用化が終了した<sup>(1)</sup>。

一方、諸外国においては、アメリカ、イギリス、フランス、西ドイツ、イタリアなどで活発な研究が行なわれている。例えばアメリカのベル研究所では 40 ~ 110 GHz の帯域を用い電話約 23 万チャンネルを伝送する WT-4 方式を実用化している<sup>(3)</sup>。ヨーロッパではイギリス (BPO)、フランス (CNET) が実用化を進めているが、ともに 50 GHz 以下の周波数帯を用いて 8 ないし 12 万チャンネルを伝送する方式が当面の目標である<sup>(4)(9)-(11)</sup>。

したがって、ミリ波導波管伝送方式 (W-40 G 方式) は伝送容量において国内外で最大であり、実用化に最も早く成功した方式と言える。さらに、W-40 G 方式は屈曲に富むルートに布設された導波管線路で生ずる伝送歪に対抗して超高速のデジタル信号を能率よく伝送できるうえ、伝送路として導波管を用いるので、降雨、霧、水蒸気などによる減衰をうけない安定な伝送特性が期待できる。

### 1.3 本研究の目的と論文の構成

以上の各節で述べたことから明らかなように経済性・信頼性が高く、かつ実用性に富んだ大容量ミリ波導波管伝送方式を実現するには、屈曲のある導波管線路において生ずる歪雑音の影響をうけにくい超高速パルス変復調技術の確立が重要であると言える。

---

\* Mega Bauds

\*\* Mega bits/sec.

\*\*\* Phase Shift Keying



しかしながら筆者らが研究を開始した1969年以前にはこのような超高速パルス変復調技術に関する系統立った研究はほとんど行なわれておらず、主としてアメリカのベル研究所を中心に2～3の研究<sup>(12)(13)</sup>が発表されているにすぎなかった。

筆者は、ミリ波導波管伝送方式を始めとする大容量ディジタル伝送方式を実現するために必要な高速パルス変復調技術について、まず高速パルスの復調に必要な検波識別回路や搬送波同期回路について理論的・実験的な検討を進め、400 MB 4相 PSK 信号の安定な復調技術を確立するとともに、別途研究された高速変調技術と組み合わせて搬送波ディジタル伝送方式を構成し、上記検討結果が実際のシステムで実用に供し得ることを確認した。また、これらの成果の上に立って、4相 PSK よりもさらに周波数利用効率の高い変復調方式を高速ディジタル伝送に適用する検討を進め、新たに重畳変調という概念を導入することによって、従来の4相 PSK にくらべて約2倍の周波数利用効率を有しかつ構成の簡易な変復調技術を確立した。

これらの研究内容について本論文の各章ごとに分けてその概要を以下に述べる。

まず第2章の“ミリ波導波管伝送方式”ではミリ波導波管伝送方式の概要とこれを実用化するに際しての課題について述べ、方式実用化のためには高速パルス変復調技術の実現が不可欠であることを示した<sup>(8)</sup>。

第3章“高速4相 PSK 伝送用搬送波同期回路”は数百 MB 程度の高速 PSK 信号からこれを復調するのに必要な基準搬送波を抽出再生する技術について述べている。ミリ波導波管線路で生ずる歪雑音に対抗して、より安定で性能のよい伝送を行なうには、同期検波を用いるのがよい。

そのためには受信した PSK 信号に何らかの非線形信号処理を施して搬送波に同期した輝線スペクトラムを抽出することが必要である。一方、一般に大容量伝送方式では搬送周波数が高いため、従来の伝送方式にくらべて、より大きな周波数変動に対して安定な動作を行なう搬送波同期回路が要求されることになるが、通常、このような搬送波同期回路ではループ内の非線形信号処理に要する時間のためループの一巡遅延時間が長くなり上記の要求を満足することは困難であった。

筆者らは再変調比較形搬送波同期回路に積分と掃引の両機能を兼ねたディジタル可逆計数回路を付加する回路構成を提案すると共に、これを理論的・実験的に検討してその有効性を確認した<sup>(14)</sup>。また、この研究によって初めて大きな周波数変動に対して安定かつ精度よく高速 PSK 信号を同期復調する技術が確立されたと言える。

第4章の“ミリ波導波管伝送方式用変復調回路の設計と特性”では高速多相 PSK 信号用変復調回路の動作に影響する劣化要因と符号誤り率特性の関係を述べると共に、回路設計法および構成法を明らかにした。また、上記設計法の妥当性を示すため、1.7 GHz 帯において 403 MB 4相



以上、これまでの高速ディジタル変復調技術と本論文の研究結果との関連を明らかにすると共に、800 Mb/s から 1.6 Gb/s にわたる超高速パルス変復調技術が本研究によって初めて確立され実用的なものとなるに至ったことを述べた。なお、本研究はミリ波導波管伝送方式を主たる適用対象としているが、ここで述べられる超高速パルス変復調技術は、単にミリ波のみならず、将来の無線通信、宇宙通信、観測・計測技術などの発展に対し、種々の波及効果をもたらすものと考ええる。

## 文 献

- (1) 宮内：ミリメートル波導波管伝送方式の研究実用化，通研実報，23，11，p.2193，1974
- (2) K. Noda et al："Research and Development of Guided Millimeter-wave Transmission Systems in Japan"، IEE International Conf. on Millimetric Waveguide Systems, p.14, 1976-11
- (3) W. D. Warters："WT4 Millimeter Waveguide System"، Bell Syst. Tech. J., Special issue, 56, 10, 1977
- (4) C. A. May："Millimetric Waveguide System Research and Development in the UK"، IEE International Conf. on Millimetric Waveguide Systems, p.22, 1976-11
- (5) 小口他："電気通信研究所研究発表会論文集第8号"，ミリ波通信方式の研究，p.1，1963，電気通信研究所。
- (6) 野田他："電気通信研究所ミリメートル波シンポジウム講演論文集"，p.1，1968，電気通信研究所。
- (7) 野田："4相PSKを用いるミリメートル波伝送方式の研究"，通研実報，21，5，p.779，(1972-05)。
- (8) 宮内，関，石田，泉："W-40 G ミリメートル波導波管伝送方式"，通研実報，23，11，p.2201，(1974-11)。
- (9) Ph. Dupuis and M. Goloubkoff："Comparison of Different Microwave Communication Systems"，1973 European Microwave Conference, B. 12. 1 (I), 1973
- (10) W. Lorek and G. Hanke："Waveguide Transmission Experiments at Bit Rates of up to 640 Mb/s"，1973 European Microwave Conference, B. 13. 5, 1973
- (11) G. C. Corazza, et al.："Italian Experimental Equipment for High Bit Rate Transmission on Circular Waveguide"，1974 European Microwave Conference, C. 9. 1, 1974
- (12) W. D. Warters："A Phase-Modulated PCM Repeater for Millimeter-Wave or Other RF

Carrier Systems”, NEREM RECORD—1966, p.200, (1966—11)

- (13) W. M. Hubbard, et al. : “A Solid-State Regenerative Repeater for Guided Millimeter-Wave Communication Systems”, Bell Syst. Tech. J., 46, 9, p.1977, (1967—11)
- (14) 石尾, 関, 藤井 : “806 Mb/s 4 相 PSK 伝送用搬送波同期回路の設計と特性”, 信学論 B, 57, 10, p. 625, 1974.
- (15) 石尾, 関, 鷺尾, 山下 : “高速変復調回路”, 信学論 B, 58, 2, p. 68, 1975—02.
- (16) 石尾, 鷺尾, 猪口, 関 : “高速多値変復調回路”, 信学論 B, 60, 7, pp. 515—522, 1977.
- (17) 猪口, 鷺尾, 石尾, 関 : “1.6 Gb/s 16 値重畳変調方式変復調回路の実験”, 信学論 B, 60, 8, p. 598, 1977.
- (18) 石尾 : “進行波管による AM パルス共通増幅方式の符号誤り率特性”, 昭 43 信学全大 582.
- (19) 土屋, 石尾 : “ミリメートル波二重はしご形進行波管による AM パルス共通増幅特性の研究”, 通研実報, 18, 4, p. 963, (1969—04).

## 第2章 ミリ波導波管伝送方式

### 2.1 ま え が き

第1章で述べたように、ミリ波導波管伝送方式は円形導波管における  $TE_{01}$  モードの低損失伝搬特性を利用して大容量伝送を行なおうとするものである。しかるに、これに用いる円形導波管は本質的に多モード伝送可能な導波管であるため、導波管布設における微少な曲り等によりモード変換を生じ、これにより減衰量やひずみ雑音が増加するという固有の伝送特性を有している。

このため諸外国ではできるだけ直線的なルートに沿って導波管線路を布設することを前提として方式設計を行なっているが、日本の事情はこれを許さない。したがって、ミリ波導波管伝送方式の実用化にあたっては、曲折の多いルートにも布設でき、かつその場合においても伝送容量、伝送品質、経済性等が失われないような技術的手段を実現することが重要である。

このような目的を満すため 800 Mb/s という高速の4相 PSK (Phase Shift Keying) 信号を高品質で再生中継するための諸技術が筆者らにより新たに開発された。

本章では、本論への準備として、ミリ波導波管伝送方式の構成と方式設計上考慮すべき要因等についてその概要を述べ、方式実現のためには歪の少ない高速の変復調技術が必須であることを示す。また、これにつづいて、筆者らが行なった高速パルス伝送実験結果について、その概略を述べ、高速パルス変復調技術実現にあたっての主要な問題点を明らかにしている。

なお、本論文で述べる諸技術はミリ波導波管伝送方式への適用を念頭においてはいるが、一般にマイクロ波、準ミリ波を用いる地上無線伝送方式や衛星通信方式の高速デジタル化に広く応用できるものであり、高速変復調に関する基本的な技術であると考ええる。

### 2.2 ミリ波導波管伝送方式<sup>(1)</sup>

#### 2.2.1 方式の基本構成

図2.1にミリ波導波管伝送方式の基本構成を示す。伝送路として低損失円形導波管が用いられている点を除き、基本的には従来の地上無線伝送方式と同一の構成となっている。

すなわち、ミリ波導波管伝送方式では導波管を伝送されてきた周波数分割多重 (FDM) 信号をミリ波分波装置により各ミリ波チャンネル信号として分波し、これを送受信装置により増幅・再生して再び分波装置により周波数多重を行なって対向局へ送出している。

ミリ波導波管伝送方式では後に述べるような多モード導波管の固有の伝送特性により、通常、デジタル伝送が用いられる。したがって、図2.1のミリ波送受信装置は周波数変換、増幅、復調の機能に加えて、整形、整時、再生という、パルス伝送における 3R の機能 (Reshaping,



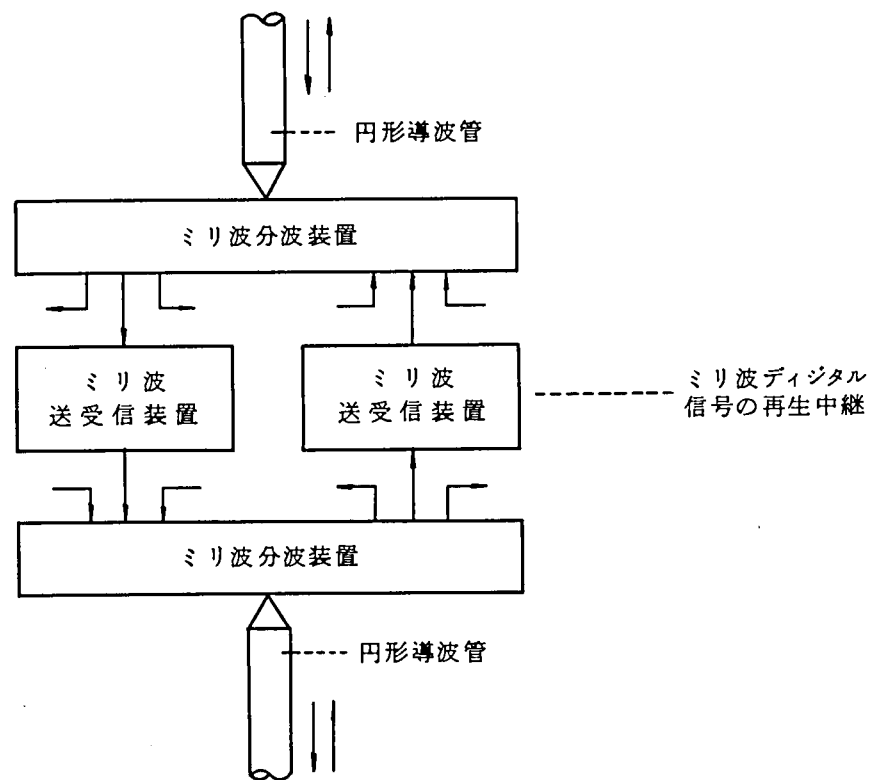


図 2.1 ミリ波導波管伝送方式の基本構成<sup>(1)</sup>

Retiming, Regenerating) を持っていると言える。

図 2.2 は中間中継所で用いる送受信装置の構成をさらに詳細に示したものであり、機能的に 5 つの部分に分割できる。すなわち、入力ミリ波信号は送受信盤受信部で周波数変換，増幅され，中間周波数信号として遅延等化盤に送られる。遅延等化盤は導波管線路による 1 次遅延を等化し，正常な中間周波信号波形を得るためのものである。変復調整復調部はこれを復調した後，クロックにより識別再生して，雑音やひずみのないパルス列をうる。これはタイミング波とともに変復調整変調部に入り，ふたたび，中間周波信号に変換されたのち，送受信盤送信部でミリ波信号に変換されて送出される。

各ミリ波信号の周波数は互いに異なっており，これらは先に述べたように周波数分割多重信号としてミリ波周波数帯に配置されている。例えば，電電公社電気通信研究所が 1975 年に実用化した W-40 G 方式では<sup>(1)</sup>，図 2.3 に示すように 43~87 GHz の周波数帯に 56 個のミリ波チャンネルを配置し，これを A, B, C, D の 4 周波数ブロックに分割し，A, B を上り，C, D を下りに用いている。この方式では，各ミリ波チャンネルは 806 Mb/s (11,520 電話チャンネル) の情報を伝送できるから 1 円形導波管当たりの総伝送容量は上り，下りとも 20.8 Gb/s (約 30 万電話チャンネル) となる。

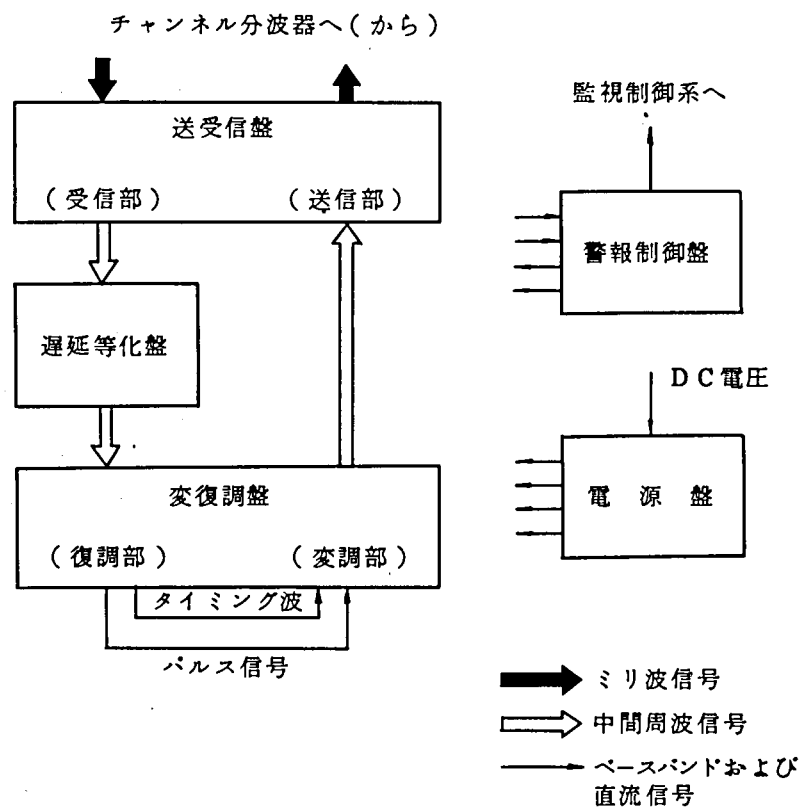


図 2.2 送受信装置の構成<sup>(1)</sup>

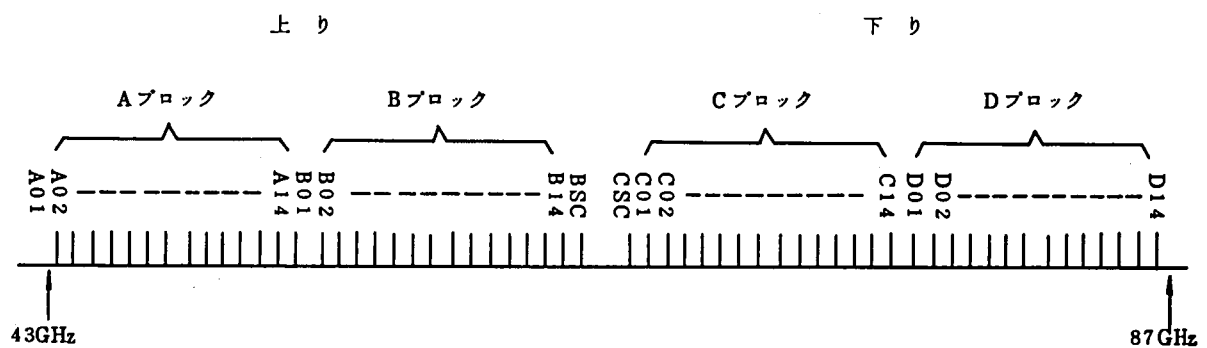


図 2.3 ミリ波導波管伝送方式の搬送周波数配置例<sup>(1)</sup>

### 2.2.2 導波管線路

伝送媒体の性質が方式設計・構成に大きく影響することは、どの伝送方式についても言えることである。以下では多モード円形導波管の性質について伝送特性的観点から眺めるとともに、これらが方式設計とどのように結びついているかについて述べる。

ミリ波導波管伝送方式に用いる実用的なミリ波導波管として誘電体内装導波管とらせん導波管がこれまでに開発されている。W-40 G 方式では、それぞれの長所を生かし、両者を混用して用いる混用導波管線路の構成をとっている。2種の導波管は共に内径 51 mm、単長 5 m の鋼管外装円形導波管であり、これを誘電体 4、らせん 1 の割合で混用して用いる。導波管内部には約 0.7 kg/cm<sup>2</sup> の窒素ガスを封入して用い、その最小曲率半径は 30 m である。また、交差点のような鋭い曲りにおける布設、接続にはコーナ導波管や細径可とう導波管という屈曲用の特殊導波管を用いる。

つぎに導波管線路の伝送特性につき述べる。一般的には、振幅および遅延の周波数特性がわかればそれでよいはずであるが、実際的には、要因別あるいは現象別につぎのように分類して取扱うのが便利である<sup>(1)</sup>。すなわち

- (1) 平均減衰量
- (2) ロスピーク
- (3) リップル
- (4) 1 次遅延特性

平均減衰量は次式で表わされる。

$$\alpha = \alpha_A + \alpha_B + \alpha_C \quad (2.1)$$

ただし

$\alpha_A$  : 直線ルートにおける減衰定数

$\alpha_B$  : ルート曲りによる減衰定数増加分

$\alpha_C$  : 特殊導波管のそう入による減衰定数増加分

また、 $\alpha_A$  は次式で与えられる。

$$\alpha_A = Aa^{-3}f^{-3/2} + Ba^2f^2 \quad (\text{dB/km}) \quad (2.2)$$

ただし、 $A = 8.3 \times 10^3$

$$B = 2.46 \times 10^{-5}$$

$a$  : 導波管半径 (cm)

$f$ : 周波数 (GHz)

この結果を図 2.4 に示す。

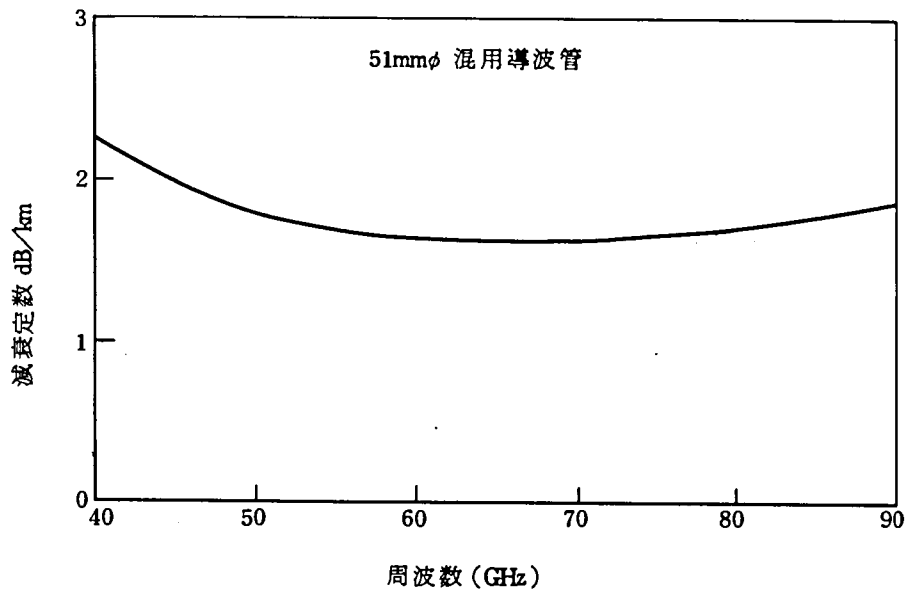


図 2.4 直線ルートにおける導波管減衰定数<sup>(1)</sup>

ロスピークは導波管線路の管軸に沿った周期的な不要モード結合によって生ずるものでこれによる振幅周波数特性は、各チャンネル帯域内では、1次および2次特性で代表でき、その最大振幅は15 km 長で高々 3 dB である。

つぎにリップルについて述べる。屈曲の多い導波管線路においては、その減衰周波数特性にランダム的な細かいリップルが存在し、その周期は数十 MHz から数 MHz におよんでいる。このリップルの原因は、コーナ導波管や伸縮導波管における  $TE_{01}$  信号モードと  $TE_{on}$  不要モードとの離散的モード変換によるものである<sup>(10)</sup>。

信号伝送上の見地からすれば、この離散的モード変換は、多数のロングエコーの合成されたものと同一に扱ってよい。信号変調がランダムで、かつそのポーレートがリップル周波<sup>数</sup>より十分大きいとすれば、これによる符号間干渉はほぼランダム的であり、熱雑音に等しい性質をもつと考えてよい<sup>(11)</sup>。いま、このような伝送路で生ずる歪雑音電力を  $N_{wg}$  とすると、実際の回線設計では、このひずみ雑音電力  $N_{wg}$  を熱雑音  $N_{TH}$  と相加的に取扱う。すなわち、ランダム雑音の総計電力を  $N_T$  として、

$$N_T = N_{TH} + N_{wg} \quad (2.3)$$

とすればよい。

導波管の1次遅延特性は角周波数を $\omega$ ，対象とするモードの伝搬定数を $\beta$ とすると，1次遅延 $D$ は遅延時間 $\tau$ を介して次式で表わされる。

$$D = \frac{d\tau}{d\omega} = \frac{d}{d\omega} \left( \frac{d\beta}{d\omega} \right) \quad (2.4)$$

この様子を図 2.5 に示す。

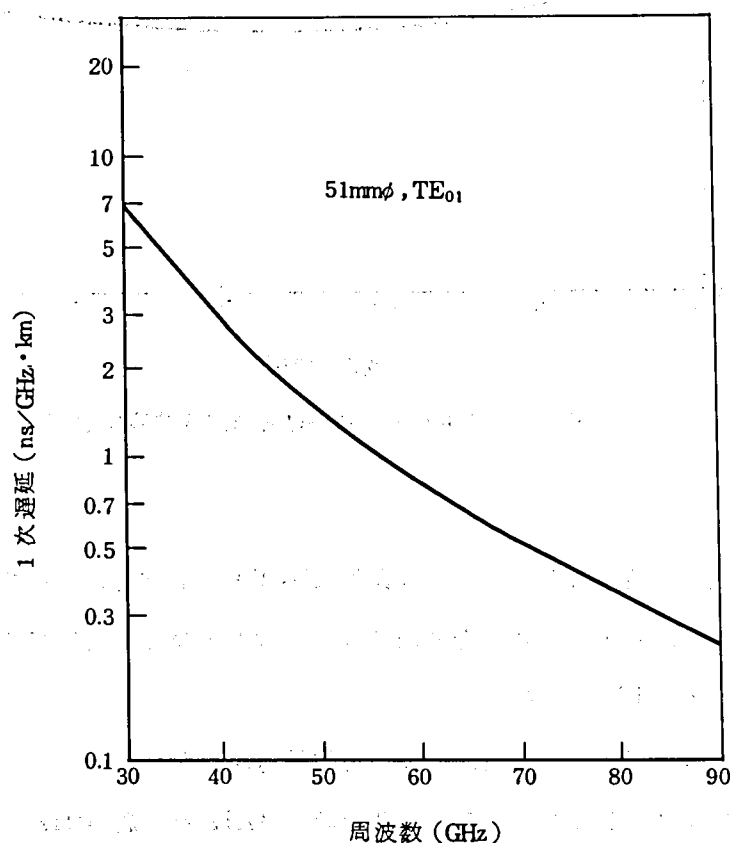


図 2.5 導波管線路の1次遅延<sup>(1)</sup>

以上導波管線路の伝送媒体としての性質を簡単に述べた。方式設計の際にはこれらの性質を十分考慮する必要がある。

平均減衰量は，中継装置や分波装置の性能とあいまって伝送帯域幅や中継間隔を決定する主要な要因となる。

ロスピークおよびリップルは変復調形式，波形伝送，同期情報の伝送・抽出・測定法などに与える影響が大きい。とくにリップルについては現在の技術では経済的で有効な等化方法を見出し得ないので，これにより適用できる変調形式の範囲が決定されることとなる。



図 2.6 に導波管線路パラメータと方式設計要因の関係を模式的に示す。

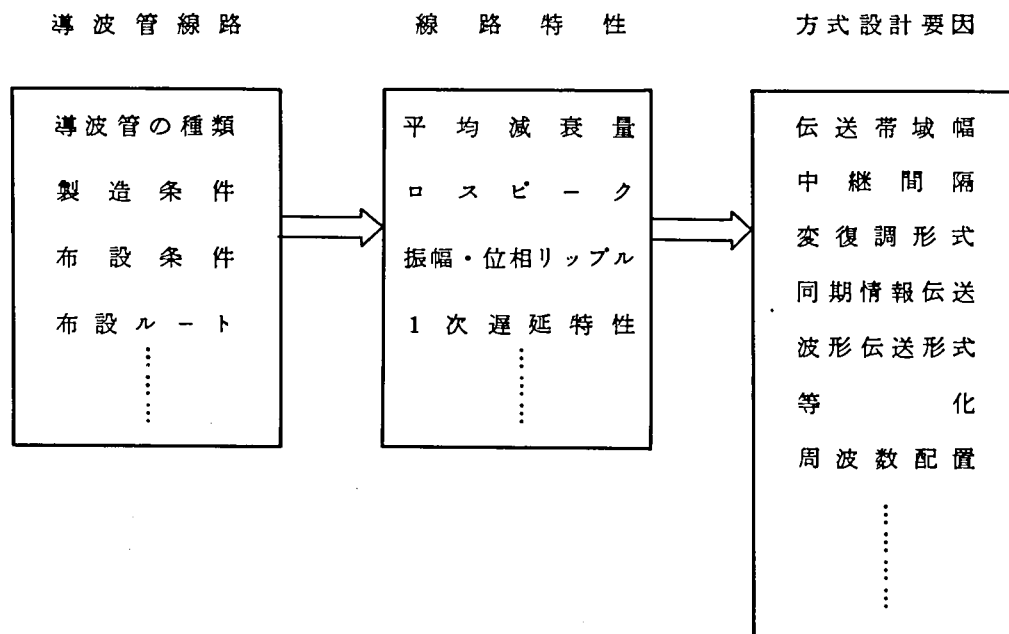


図 2.6 導波管線路パラメータと方式設計要因の関係

### 2.3 変復調方式と符号速度

ミリ波導波管伝送方式の研究初期には、これにアナログ変調を適用することが若干検討されたが、最近ではすべてがデジタル変調に絞られている。その第1の理由は2.2.2で述べた導波管線路の伝送媒体としての性質によるところが大きい。また他の理由として、デジタル伝送がアナログ伝送にくらべて以下のような利点をもっており、将来の長距離大容量伝送方式としてはデジタルが望ましいという一般的技術状況のためと考えられる。すなわち、

- (1) パルス再生中継を行なうので、アナログ伝送のような中継数に比例した歪の相加がほとんど生じないため高品質の長距離伝送が可能である。
- (2) デジタル伝送では所要の特性を確保するための信号電力対雑音電力比 (SNR) がアナログ伝送にくらべ充分低いため、比較的大きな干渉を許容できる。
- (3) デジタル伝送では音声、データ、画像などの信号がすべてパルス化されて伝送されるため、多種類情報の同時伝送に適合している。
- (4) 帯域圧縮技術を用いて、必要なビットレートを  $1/10 \sim 1/100$  に圧縮して伝送できるので画

像信号のような広帯域信号の経済的な伝送が可能である。

そこで、ディジタル伝送を用いた場合の再生中継、変復調方式、符号速度等について以下に述べる<sup>(1)</sup>。

### 2.3.1 再生中継の形式

多中継長距離のディジタル伝送方式では、中継装置として再生中継装置を用い伝送品質を保証する。この再生中継の形式として、

- (1) 各局再生中継
- (2) 部分的再生中継（ハイブリッド中継ともいう）

の2種が考えられる。後者はある特定の中継局のみに再生中継装置を置き、他の中継局には単なる増幅器（ミリ波伝送の場合には、進行波管増幅器かヘテロダイン形の中継装置を用いる）を設けるものである。これが有効に適用できれば、経済性の点で利益が期待できる。しかし、熱雑音や導波管のひずみ雑音が区間相加するため中継間隔が短くなる、チャンネル分波器による帯域制限がやはり区間相加するため周波数帯域の利用効率が低下する、などの理由で(1)の各局再生中継方式が用いられる。

また中継装置のどの段階で再生中継を行なうかにはつぎの3つの案が考えられる。

- (1) ベースバンド段階
- (2) 中間周波段階
- (3) ミリ波段階

このうち、(3)は現状の技術では困難であり、(2)はこれまでに幾つかの報告があるものの<sup>(3)(4)</sup>、性能や経済性の点で不利である。そこで、通常は(1)のベースバンド再生中継が用いられ、この主要な機能は図2.2の変復調整に収容される。

図2.7はベースバンド再生中継の原理を示すものであり、点線内が変復調整内に収容される。ひずみや雑音を含む入力ミリ波信号は受信周波数変換器で中間周波信号となり、その後、検波器でベースバンドパルスに変換される。ベースバンドパルスに含まれるひずみや雑音は識別再生回路で除去され、再生されたベースバンドパルスとなる。このベースバンドパルスは変調器によって中間周波信号に変換され、つぎに送信周波数変換器によってミリ波信号に変換、送信される。

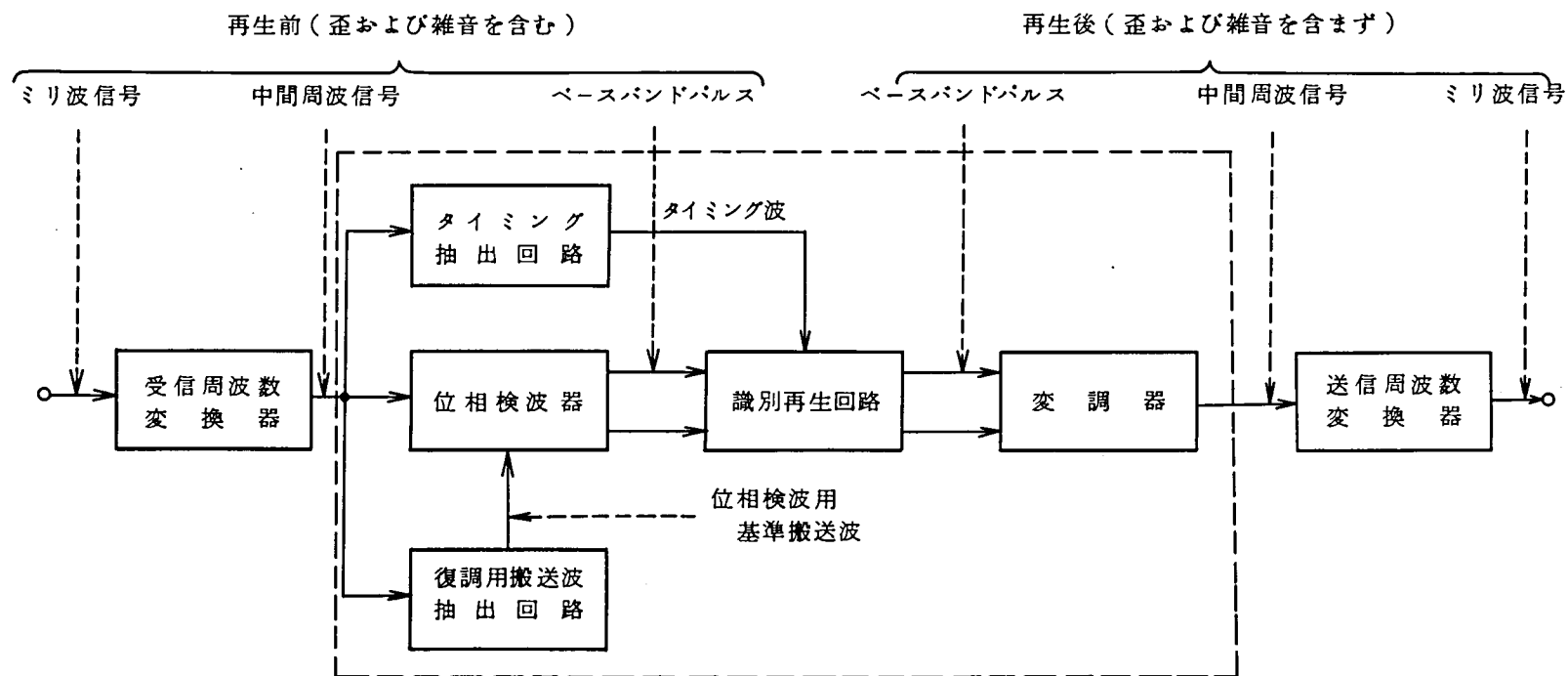


図 2.7 搬送波デジタル信号の再生中継原理

### 2.3.2 符 号 速 度

ミリ波導波管伝送方式は円形導波管の低損失性、広帯域性を利用して大容量伝送を行なおうとするものであり、1ミリ波チャンネル当りの伝送容量はできる限り大きいことが経済性の見地から望ましい。例えば、40 GHz から 80 GHz の間の約 40 GHz の周波数帯域を用いて4相 PSK により、総計 30 万チャンネルの電話を双方向に伝送しようとする 10 MB の変調速度で 2,000 台、100 MB ならば 200 台の送受信装置を1中継局に設置することが要求される<sup>(1)</sup>。したがって、これまで実用化されているデジタル伝送方式と同程度の変調速度では、中継装置の数が膨大なものとなり、システムの経済性、分波装置の損失、局舎床面積、電力、建設、保守などの点で不利である。一方、変調速度を極端に上げた場合、システムの信頼性の確保や信号の分岐等が難しくなるほか、技術の実現性もきわめて困難となる。

このような観点からミリ波導波管伝送方式の変調速度としては数百 MB 程度が要求されることがわかる。

### 2.3.3 変 復 調 形 式

デジタル変調方式には振幅変調 (Amplitude Modulation-AM)、位相変調 (Phase Shift Keying-PSK) および周波数変調 (Frequency Shift Keying-FSK) などが考えられ、かつその変調レベルもそれぞれ 2, 4, 8, 16等、一般に  $2^n$  のレベルがある。また、その復調形式としては、振幅変調の場合は包絡線検波と同期検波、位相変調の場合は遅延検波と同期検波、周波数変調の場合は周波数弁別と同期検波がそれぞれある。

これらから望ましい変復調形式を選択する場合に主として考慮すべき事項はつぎのとおりである。

- (1) 送信電力の有効利用
- (2) 周波数帯域の有効利用
- (3) 対ひずみ特性、安定性
- (4) 機器の実現性

そこでまず(1)について検討するため、理想状態における  $C/N$  (搬送波対雑音電力比)と符号誤り率の関係を図 2.8 に示す<sup>(5)-(7)</sup>。

この特性からみる限り、2相および4相の PSK が有利である。また、同じ情報伝送容量に対して考えると、2相の場合には4相の場合に比して2倍の符号速度を要する関係上、理想に近い波形伝送を前提とする限り、受信側の雑音帯域幅も2倍の広さを必要とするから、結局、送信電力の有効利用だけを考えれば、2相と4相では大差がないと結論される。

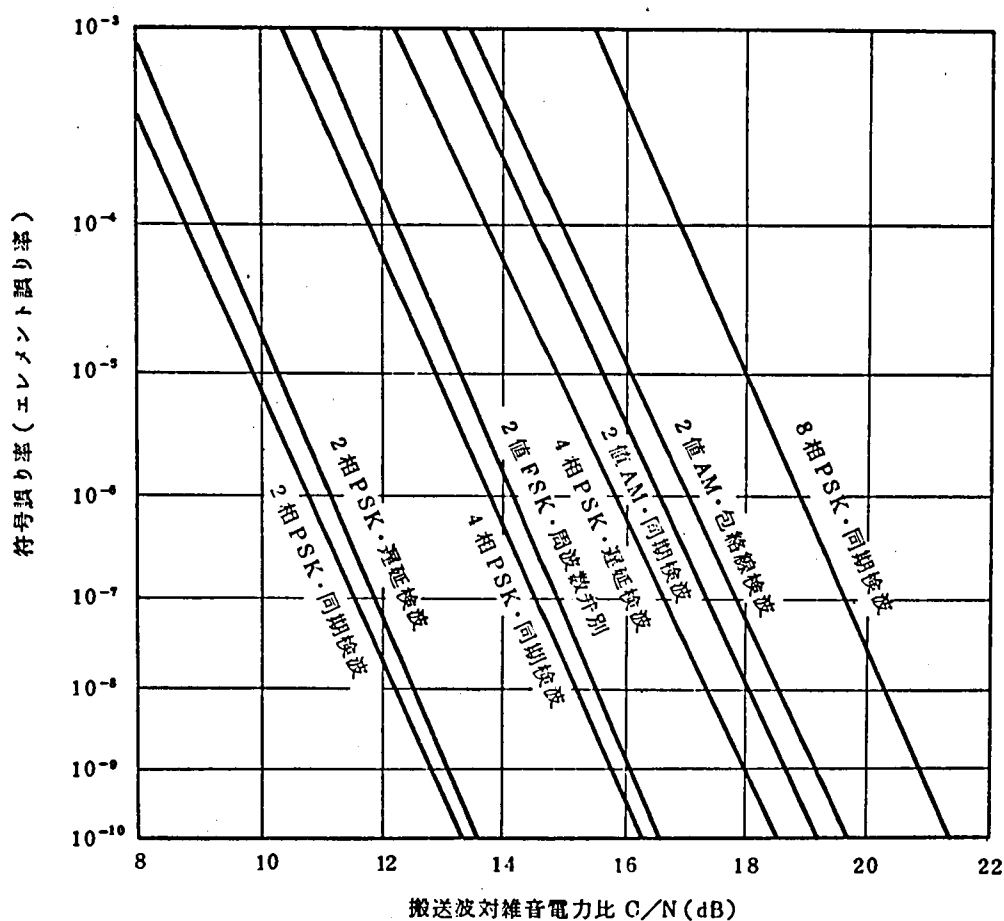


図 2.8 各種変復調方式の誤り率特性

しかし、実際の通信系では、できるだけ狭い周波数帯域幅で有効な通信を行なう必要があるから、帯域制限との関係を見逃して安易に結論を出すことはできない。

図 2.9 はこれらにつき総合的に検討するため、帯域制限のある場合の特性を簡単なモデルにより計算した結果を示す<sup>(1)</sup>。ただし、帯域制限特性はガウス形とし、理想的な変復調器を用いた場合に、符号誤り率  $10^{-9}$  に対して必要とされる搬送波電力対雑音電力比 ( $C/N$ ) をいわゆる worst case eye の立場から近似的に計算している。

また横軸には基準化伝送容量：

$$Q = \frac{\log_2 N}{2B_E T} \quad (2.5)$$

$N$  : 変調状態の数

$B_E$  : ガウス形フィルタの 3 dB 帯域幅

$T$  : パルス周期



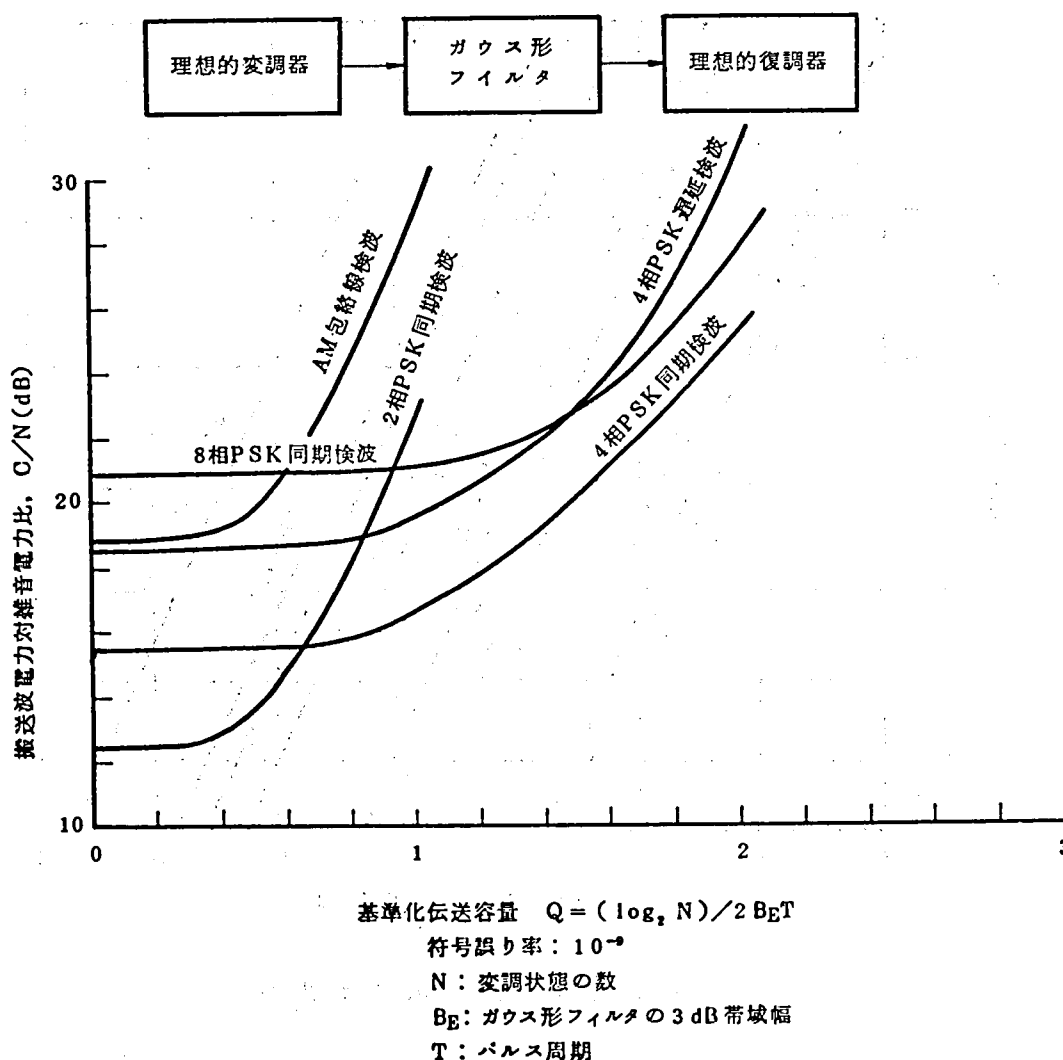


図 2.9 種々の変復調方式の比較<sup>(1)</sup>

を定義して用いた。これは単位周波数帯域当りの情報伝送量に比例する量とみなすことができる。同図より、 $Q \geq 0.64$  では4相PSK同期検波が有利であると言える。

次に導波管の歪雑音との関係につき述べる<sup>(1)</sup>。2.2で述べたように歪雑音は熱雑音と等価に考えられるので、さきに示した図2.9において、縦軸の $C/N$ における $N$ を全ランダム雑音電力 $N_T$ と考え、これを熱雑音電力 $N_{TH}$ とひずみ雑音電力 $N_{WG}$ の和とする。

$$C/N_T = \{(N_{TH}/C) + (N_{WG}/C)\}^{-1} \quad (2.6)$$

いま、所要の符号誤り率に対して $C/N_T$ が定まった場合に、もし $C/N_{WG}$ が $C/N_T$ より十分大であれば、 $C/N_T$ と $C/N_{TH}$ はほぼ等しく、伝送路歪を無視した雑音配分ができる。しかし、もし $C/N_{WG}$ が $C/N_T$ に接近してくると急速に $C/N_{TH}$ を増大させる必要が生じ、中継間隔の

いちじるしい短縮をまねく。

図 2.10 は式 (2.6) の関係を示したものである。一方、導波管線路のリップルに起因するひずみ雑音レベルは 1 中継区間当たり  $-27\text{ dB}$  ( $C/N_{WG}=27\text{ dB}$ ) ていどである。

図 2.9 において、4 相 PSK 同期検波はその適用範囲において、 $C/N_T$  が  $16\sim 22\text{ dB}$  である。したがって、実際の回線における多数の劣化要因に対するひずみ配分を考慮しても、十分合理的な回線設計が可能である。一方、8 相 PSK では図 2.9 における適用範囲は、 $C/N_T$  が  $22\text{ dB}$  以上であり、実際の装置性能および劣化要因を考慮すれば適用には不安がある。

以上のような理由から、ミリ波導波管伝送方式ではベースバンド再生による数百MB程度の4相PSK同期検波が有利であることが結論できる。

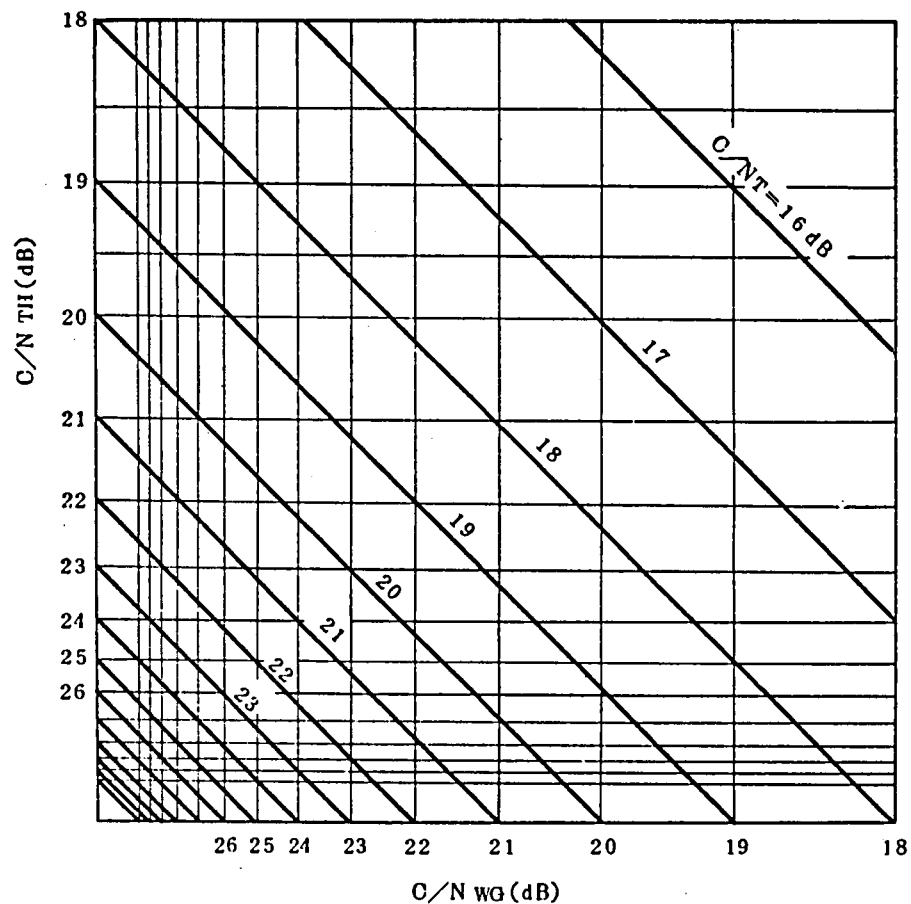


図 2.10  $C/N_{WG}$  と  $C/N_{TH}$  との関係<sup>(1)</sup>

## 2.4 4 相位相変調遅延検波方式による高速パルス伝送実験

2.3 節までに述べたことから明らかなように、ミリ波導波管伝送方式では高速の4相PSK同期検波方式を採用することが望ましい。

以下では、これに到る一過程として 806 Mb/s 4 相 PSK 遅延検波方式による高速パルス伝送実験について述べると共に、高速搬送波パルス伝送の有する技術的問題点を明らかにし、本論への準備とする。

### 2.4.1 実験系の構成と特性

実験に用いた変調回路・復調回路ならびに符号誤り率測定系の構成を図2.11、図2.12、図2.13に示す。またその主要諸元を表2.1に示す<sup>(8)</sup>。

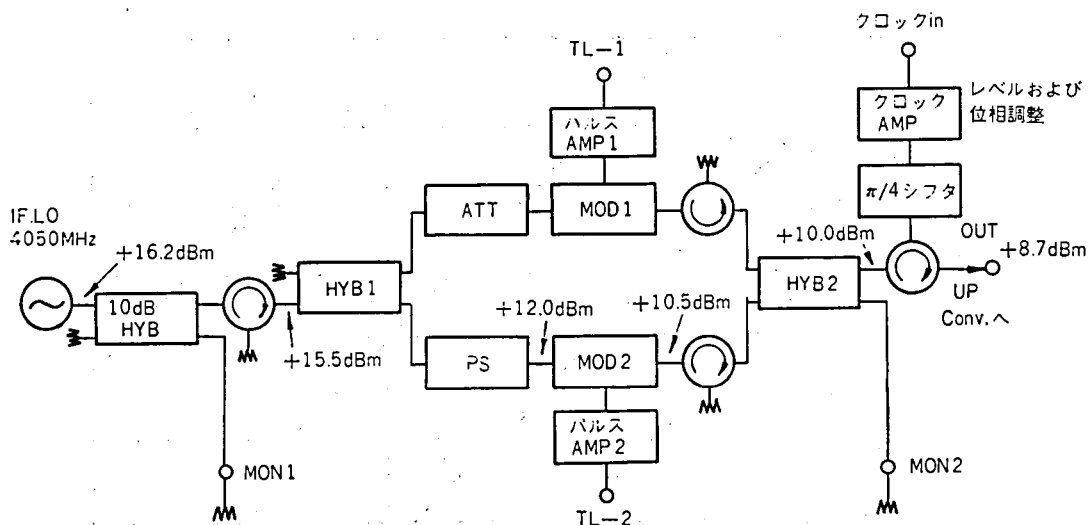


図 2.11 4 相位相変調器ブロック図

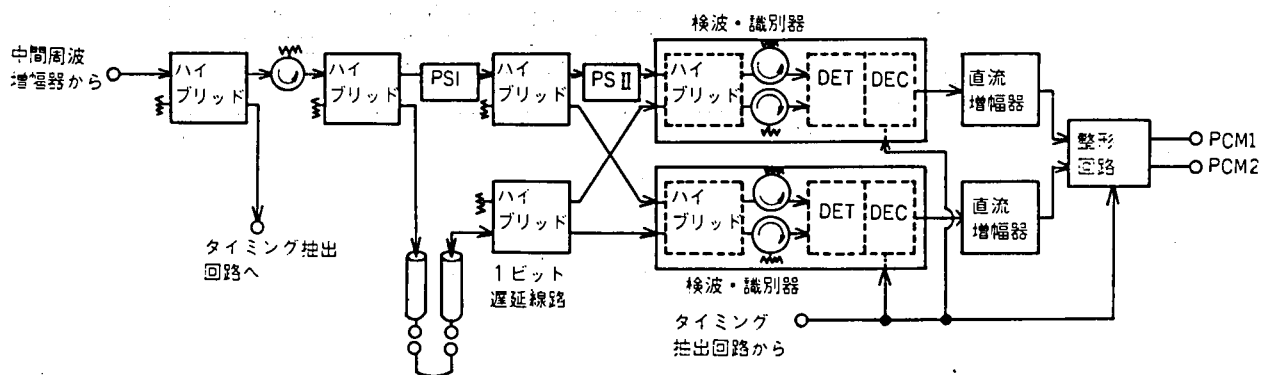


図 2.12 400 MB 4 相位相復調部の構成

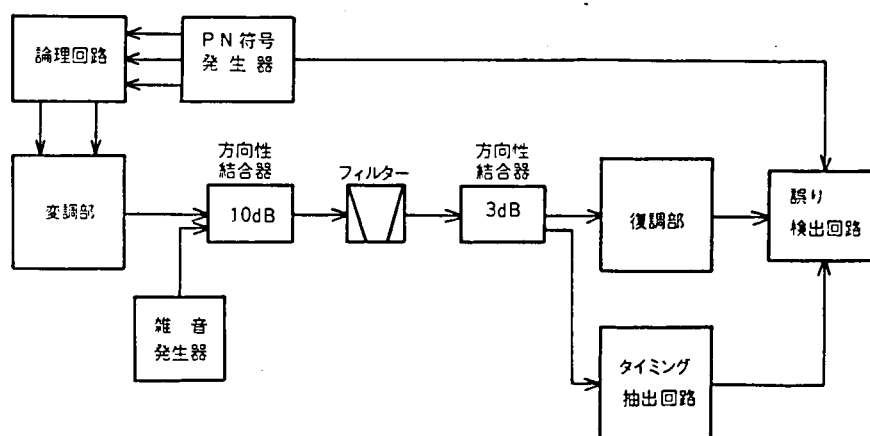


図 2.13 誤り率測定回路の構成

表 2.1 実験系の主要諸元

符 号 速 度	8 0 6 Mb/s
クロック周波数	4 0 3 MHz
変 調 形 式	4 相 PSK ( $\pi/2$ シフト)
復 調 形 式	遅 延 検 波
搬 送 周 波 数	1. 7 GHz
変 調 器	径 路 切 換 形
識 別 再 生 器	トンネルダイオード山比較対

4 相 P S K の符号構成には  $\pi/2$  シフトと  $\pi/4$  シフトの 2 種類があるが、ここでは安定なタイミング動作が比較的簡易な回路で実現できる後者を用いた<sup>(8)</sup>。また、変調器には図 2.14 の構造を有する径路差切換形のものをを用いた。

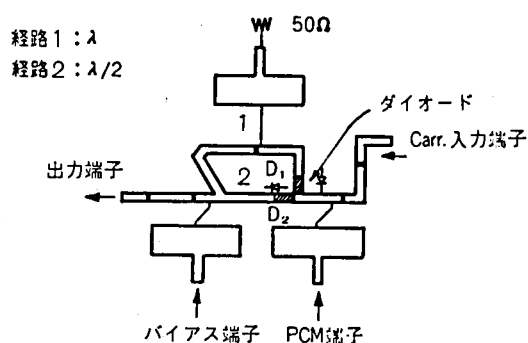


図 2.14 経路切換え形変調器のパターン

復調方法としては同期検波の方がよい性能が得られるが、この実験を行なった1968年当時では、高速でかつ安定な搬送波同期回路実現の見通しが立たなかったため、より安定度の確保の容易な遅延検波を採用している<sup>(8)</sup>。

さらに、高速パルスの識別を行なうためにトンネルダイオードの山比較対動作を利用した高感度識別器を新たに考案し用いている<sup>(9)(10)</sup>。

図2.13においてフィルタが伝送路の帯域制限特性を近似するものとして符号誤り率特性を測定した。<sup>(11)</sup> フィルタの帯域は実際の波形伝送系に近い  $\pm 250$  MHz のものと、帯域制限のゆるやかな  $\pm 300$  MHz の2種を選んだ。この場合の  $BT$  積 ( $B$ : パルス伝送系の 3 dB 低下帯域幅,  $T$ : パルス繰返し周期) は変調波の立上り時間  $0.7$  ns を含めると  $\pm 250$  MHz のとき  $1.0$ ,  $\pm 300$  MHz のとき  $1.3$  となる。得られた結果を図 2.15 に示す。図からわかるように符号誤り率  $10^{-9}$  における理論値からの  $C/N$  劣化は  $\pm 250$  MHz のフィルタを用いた場合  $1.4$  dB,  $\pm 300$  MHz の場合 (このときを近似的に  $BT = \infty$  と考える) は  $1.5$  dB となった。この理論値からの劣化は主として送信変調部の変調角度誤差, 変調振幅偏差, 変調出力パターンジッタおよびエコー, 受信復調部の識別不確定幅の存在によるものと考えられる。これらの劣化要因による  $C/N$  劣化を理論的に分析した結果を表 2.2 に示す。これから変復調回路における  $C/N$  劣化の主要部分は変調波のジッタと識別不確定幅でありその他の要因によるものはきわめて小さいことがわかった。

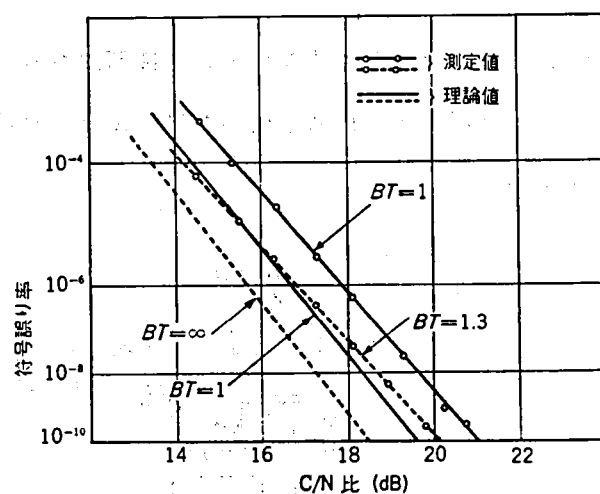


図 2.15 変復調部の符号誤り率特性



表 2.2 各劣化要因とそれによる  $C/N$  劣化量

劣化要因	実現値	$C/N$ 劣化
変調波エコー 変調位相角度誤差 変調振幅誤差	<28 dB $\pm 1^\circ$ $\pm 0.14$ dB	} 0.2 dB
変調波パターンジッタ 識別不確定幅	$\pm 150$ ps $\pm 2.2^\circ$	
合 計		1.5 dB

## 2.4.2 考 察

2.4.1 で述べたように高速変復調回路における  $C/N$  劣化の主要な要因は変調信号のパターンジッタと識別不確定幅であり、それらによる劣化量は 1.3 dB となる。したがって、これらを改善することにより、さらに性能のよい変復調回路を実現できると考えられるが、遅延検波を同期検波に変える効用はさらに大きく、歪に対して強い変復調回路が得られる。

この2つの復調方法を比較した結果を表 2.3 に示す。

表 2.3 同期検波方式と遅延検波方式の比較

	同 期 検 波 方 式 (Coherent Detection)	遅 延 検 波 方 式 (Differentially Coherent Detection)
(イ) 誤り率 $10^{-9}$ を得るための所要 $C/N$	15.6 dB	17.9 dB
(ロ) 差動論理回路の必要性	1 切替区間の両端局のみ必要である。	各送受信装置に設ける必要がある。
(ハ) 回路構成	複 雑	簡 単
(ニ) 伝送ひずみ、劣化要因に対する余裕	強 い	弱 い
(ホ) 周波数変動による影響	ミリ波導波管伝送方式(例えば W-40 G 方式)では使用する周波数が 43~87 GHz と従来のマイクロ波方式にくらべて高くなるため、周波数変動幅が大きくなる。したがって、いずれの方式をとっても、周波数変動によって受ける影響は大きい。	

(イ)項に示すように同一の符号誤り率を得るために必要な搬送波電力対雑音電力比 ( $C/N$ ) は、伝送路に劣化要因が存在しないという条件のもとでは同期検波方式の方が 2.3 dB 程度有利である。しかしながら、実際の伝送路では振幅ひずみや遅延ひずみのような伝送特性上のひずみが存在するうえ、送受信装置内においても搬送波パルスのパルス幅変動や識別時点のタイミング位相ずれなどの幾つもの劣化要因がある。このようなひずみや劣化要因に対する余裕度という点では

(=)項に示すように同期検波方式のほうがその影響を受けにくいので、実際の系では同期検波方式のほうがいっそう有利になる。とくに、先に述べたように耐ひずみ特性の良好な変復調回路を得ようとする場合にはなおさらである。

また、遅延検波方式では各送受信装置に 400 MB 4 相用の論理回路が必要になり方式の経済性・信頼性の面から難点がある。

つぎに周波数変動による影響を考えてみる。遅延検波方式を用いた場合、周波数変動および遅延線路の遅延時間変動によって生ずる復調位相誤差、 $\Delta\theta$  は次式によって与えられる。

$$\Delta\theta \cong 360 \times (2f_{RF}Tg_{sr} + f_{IF}Tg_{si} + f_{IF}Tg_{sd}) \quad (2.7)$$

ここで

$f_{RF}$  : ミリ波周波数

$f_{IF}$  : IF 周波数

$T$  : パルス繰返し周期

$g_{sr}$  : ミリ波局発源の周波数安定度

$g_{si}$  : IF 局発源の周波数安定度

$g_{sd}$  : 遅延線路の安定度

いま、W-40 G 方式の方式諸元に準じ  $f_{IF} = 1.7 \text{ GHz}$ ,  $T = 2.5 \text{ ns}$  とし<sup>(1)</sup>,  $f_{RF}$  は使用最高周波の 87 GHz を考える。また、IF 局発源の周波数安定度 ( $g_{si}$ ) としては小形の発振器で実現可能な値である  $g_{si} = \pm 1 \times 10^{-4}$  ( $0^\circ\text{C} \sim 40^\circ\text{C}$ ) を、遅延線路の安定度 ( $g_{sd}$ ) としてはすでに  $\pm 5.5 \times 10^{-5}$  程度のものが実現されているが<sup>(8)</sup>, 安全をみて  $g_{sd} = \pm 1 \times 10^{-4}$  を考えるものとする。このような条件のもとでミリ波局発源の周波数安定度 ( $g_{sr}$ ) と復調位相誤差 ( $\Delta\theta$ ) の関係を求めると図 2.16 の実線が得られる。

また同期検波方式を用いた場合、周波数変動によって生ずる復調位相誤差は次式で与えられる。

$$\Delta\theta = 360^\circ \times \frac{\Delta f}{K} \quad (2.8)$$

ここで

$\Delta f$  : 基準搬送波抽出回路入力端における周波数変動

$K$  : 基準搬送波抽出回路のループゲイン

ところで、 $\Delta f$  はミリ波局発源と IF 局発源の周波数変動ならびに搬送波抽出回路に用いる電圧制御発振器 (VCO) の周波数変動の和として表わされる。したがって  $g_{sv}$  を VCO の安定度 ( $0^\circ\text{C} \sim 40^\circ\text{C}$ ) と考えると、

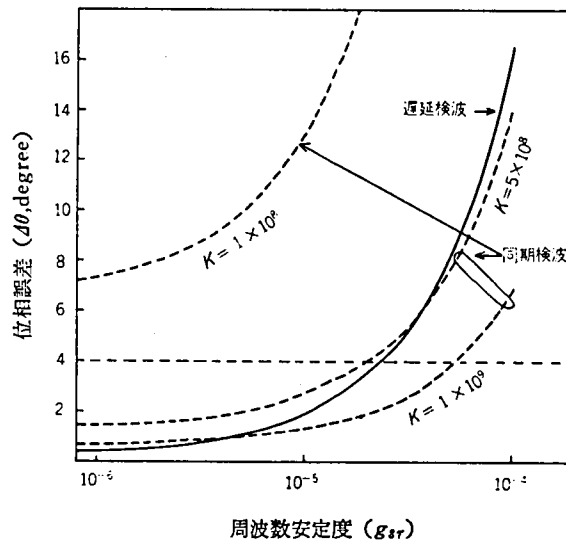


図 2.16 復調位相誤差とミリ波局発周波数安定度の関係

$$\Delta f = 2f_{RF}g_{sr} + f_{IF}g_{st} + f_{IF}g_{sv} \quad (2.9)$$

となり、式 (2.8) と式 (2.9) より次式が導かれる。

$$\Delta\theta = \frac{360^\circ}{K} \times (2f_{RF}g_{sr} + f_{IF}g_{st} + f_{IF}g_{sv}) \quad (2.10)$$

いま VCO の周波数安定度 ( $g_{sv}$ ) として、 $g_{sv} = \pm 1 \times 10^{-3}$  を考え、実現可能なループゲイン ( $K$ ) のいくつかの値に対し復調位相誤差 ( $\Delta\theta$ ) とミリ波局発源の周波数安定度の関係を求めたものを図 2.16 に点線で示す。

ところで、方式から要求される復調位相誤差の設計目標を  $|\Delta\theta| \leq 4^\circ$  とすると、図 2.16 より遅延検波方式では  $2.36 \times 10^{-5}$  以下のミリ波局発周波数安定度が要求される。また同期検波方式では搬送波抽出回路の実現可能なループゲイン ( $K$ ) として  $K = 5 \times 10^8$  を仮定した場合には、 $2.12 \times 10^{-5}$  以下の安定度が必要となる。したがっていずれの場合も、上記の周波数安定度を満足させるにはミリ波局発源の構成が複雑になるおそれがあり、方式の信頼性の点で望ましくない。

以上のことから明らかなように、種々の劣化要因に対し安定で性能のよい変復調回路を実現するには、復調方法として同期検波を用いるのがよく、これを可能とするには広い周波数変動に対して安定な動作を行なう搬送波同期回路の開発が必須となる。

## 2.5 ま と め

ミリ波導波管伝送方式の基本構成とその原理を示した。また、本方式の特徴的な伝送媒体である導波管伝送路の特性とその方式設計に及ぼす影響を述べ、ミリ波導波管伝送方式の実現のためには、導波管線路の歪雑音の影響を受けない超高速パルス変復調技術の確立が必須であることを明らかにした。

各種の変復調方式を比較検討し、周波数の有効利用、耐ひずみ特性などの観点から、4 相位相変調同期検波方式が有利であることを述べた。また、806 Mb/s 4 相 PSK 信号の伝送実験を行ない、その劣化要因を分析し、上記の検討が妥当であることを確認した。

## 文 献

- (1) 宮内, 関, 石田, 泉: “W-40 G ミリメートル波導波管伝送方式”, 研実報, 23, 11, pp. 2201-2254, 1974.
- (2) 近藤: “ミリ波導波管線路の符号誤り率特性”, 信学論 (B), 56-B, 2, p. 49 (1973-02).
- (3) 太田, 畑: “位相再生作用をもつパラメトリック増幅器”, 信学論 (B), 53, 4, p. 202, 1970.
- (4) 小牧, 目見田, 栗田: “FET の直接位相再生器への応用”, 昭和52年度信学会全国大会, S6-14.
- (5) M. Schwartz, W. R. Bennett and S. Stein: “Communication Systems and Techniques”, McGraw-Hill Book Co. Inc., New York (1966)
- (6) W. R. Bennett and J. R. Davey: “Data Transmission”, McGraw-Hill Book Co. Inc., New York (1965)
- (7) V. K. Prabhu: “Error Rate Considerations for Coherent Phase-Shift Keyed Systems with Co-channel Interference”, Bell Syst. Tech. J., 48, 3, p. 743 (1969-03)
- (8) 関, 石尾, 柳本: “試作 4 相 PSK ミリメートル波中継装置の変復調回路”, 研実報, 21, 5, p. 835, 1972.
- (9) 関, 石尾: “試作 806 Mb/s 4 相 PSK ミリ波中継装置の復調回路”, 信学論 B, 55, 7, p. 398, 1972.
- (10) K. Miyauchi, E. Iwahashi, S. Seki and H. Ishio: “Strip Line High-Speed Amplitude and Phase Sampling Circuits in the 4 GHz Region”, 1st European Microwave Conference, IEEE, London, 1969.
- (11) 関, 泉, 石尾, 柳本: “4 相 PSK ミリ波中継実験システムの符号誤り率特性”, 信学論 (B), 55-B, 7, p. 405, (1972-07).

## 第3章 高速4相PSK信号伝送用搬送波同期回路

### 3.1 ま え が き

第2章で4相PSK同期検波が周波数帯域の利用効率のよい優れた変復調方式であることを述べた。

同期検波では、受信側において安定な輝線スペクトルをもつ復調用基準搬送波を得る必要があり、これをいかに安定して得るかが同期復調方式実現の成否を握っているといっても過言ではない。

一般的に言って同期の方法には送信側で同期用パイロット信号を周波数多重または時分割多重して伝送する外部同期と、受信側で受信信号に何らかの非線形操作を加えて同期信号を抽出する自己同期の2つがある。

外部同期の基本的な考え方は、伝送された輝線スペクトルの持つ位相情報をそのまま利用するため、高い同期精度が期待できる点にあるが、導波管伝送方式では導波管線路の位相リップル特性により、外部同期を用いた場合、同期精度に限界が生ずるおそれがある。

一方、自己同期の場合には、非線形操作の過程において各スペクトル成分の持つ位相情報の平均化がなされると考えられる。このような理由ならびに回路規模等を考慮するとミリ波導波管伝送では自己同期が有利となる<sup>(1)</sup>。

自己同期方式では、通常、復調用基準搬送波を再生するため搬送波同期回路を用いる。

しかし、4相PSK信号は搬送波の輝線スペクトルを持たないので、搬送波同期回路には受信信号に何らかの非線形操作を行なって輝線スペクトルを抽出する機能と抽出された輝線スペクトルを「ゆらぎ」が少なく同期精度の良い基準搬送波とする位相同期機能が必要となる。一般的に搬送波同期回路に要求される条件としては、(i)同期引込み範囲が広いこと。(ii)同期状態において、周波数変動によって生ずる定常位相誤差が小さいこと。(iii)抽出した搬送波の雑音が少ないこと。(iv)安定であることの4つが挙げられる。

しかし、これらの条件は互いに矛盾するものを含んでおり、これらを同時に満足させることは難しい。たとえば、再生搬送波の雑音は同期回路の雑音帯域幅に逆比例するが、一方、通常同期回路ではこの雑音帯域幅と同期引込み範囲は比例するので、(i)と(iii)は相矛盾する条件を与えることになる。加うるに、ミリ波導波管伝送方式では、従来の無線伝送方式にくらべて搬送周波数が約1桁高くなるため、これにより搬送波同期回路の設計は一層難しいものとなる。すなわち

1. 搬送波周波数が高いため周波数変動幅が大きくなり、広い周波数変動に対し安定に動作す

る回路が要求される。

2. 同期ループの一巡遅延時間の影響が無視できなくなる。即ち、遅延時間の影響により同期引込み範囲が狭められる<sup>(2)-(5)</sup>。

3. 数百MBの高速パルス伝送では、スイッチングの際に生ずるパルスジッタ、高調波歪の発生などが無視できなくなり、より歪発生が少ない回路設計が必要となる。

従って、高速多相PSK信号用の搬送波同期回路を設計するためには、遅延時間を有する位相同期系において、広い同期引込み範囲と雑音の少ない抽出搬送波という相反する条件を同時に満足させ、かつ小さな定常位相誤差と良好な安定性をいかにして実現するかが重要となる。

従来、このような問題を解決するため、CR発振器を用いた掃引回路によって引込周波数範囲を拡大したり<sup>(6)</sup>、サーボモータを用いて定常位相誤差を抑圧する<sup>(7)</sup>、などの方法が提案されてきたが、擬似引込み現象<sup>(8)</sup>が避けられないとか回路が複雑化するとかの難点があった。本章はPSK信号用の搬送波同期回路として、古くから提案されている回路を再検討し、高速化に適した回路を選択するとともに、広い周波数変動に対して安定な動作を確保するための回路構成法を述べ、あわせて実現された特性を示したものである。

すなわち、高速多相PSK信号から復調用の基準搬送波を抽出する際に生ずる上記のような問題を解決する方法として、再変調比較形搬送波同期回路にデジタル可逆計数回路を付加し、これに積分と周波数掃引の両機能を兼用させる回路形式を提案するとともに、これを403 MB (Mega Baud) 4相PSK同期検波方式を用いるミリ波導波管伝送方式の搬送波同期回路に適用し、その設計法と実現された特性について述べている<sup>(9)(10)</sup>。

その結果、同期引込み範囲  $1,700 \pm 20$  MHz、上記周波数範囲内での定常位相誤差  $\pm 2^\circ$  以下、抽出搬送波雑音  $0.6^\circ \text{rms}$  以下という特性を得た<sup>(9)</sup>。これらの検討は主としてミリ波導波管伝送方式用の4相PSK搬送波同期回路への適用を目的としているが、ここで用いた手法・結果は広く他の場合に適用できるものである。

### 3.2 搬送波同期回路に要求される特性と設計上の問題点

搬送波同期回路の設計にあたっては、その用途に応じて種々の特性が要求されるが、多相PSK信号から復調用基準搬送波を抽出する場合には、以下の3つの項目が基本的に重要であると考えられる。

- (i) 同期引込み範囲が充分広いこと。
- (ii) 同期状態において、周波数変動によって生ずる定常位相誤差が充分小さいこと。
- (iii) 抽出搬送波の  $S/N$  が充分高いこと。

さらに、一般的には、(iv) 制御系として安定であること、(v) 過渡応答特性のよいこと、などが挙げられる。

ミリ波導波管伝送方式(W-40 G 方式)用の搬送波同期回路では 1.7 GHz 帯において 403 MB 4 相 PSK 信号から復調用の基準搬送波を抽出するが、このとき同期回路に要求される特性を項目ごとに表 3.1 に示す。また、主な 3 つの特性について以下に回路設計上の問題点を述べる。

表 3.1 搬送波同期回路に要求される特性

搬送波周波数	1.7 GHz
変調方式	4 相 PSK
変調速度	403 MB
周囲温度	0 °C ~ 40 °C
引込周波数範囲	± 14 MHz 以上
定常位相誤差 <sup>(*)</sup>	± 4°以下
抽出搬送波雑音	2° r.m.s.以下

(\*) 入力周波数変動 ± 14 MHz 以内

### 3.2.1 同期引込み範囲

第 2 章で述べたように、W-40 G 方式ではミリ波帯の信号をダウンコンバータで 1.7 GHz の中間周波帯信号に変換し、これを増幅ならびに遅延等化した後、復調している。また送信の場合も中間周波数帯で 403 MB 4 相 PSK 変調を行なった後、アップコンバータによりミリ波帯の信号に変換する方法を用いている<sup>(1)</sup>。このようなヘテロダイン形式とよばれる送受信形式では復調器入力端における中間周波数の最大周波数変動  $\Delta f$  は次式で与えられる。

$$\Delta f = f_L \times \left\{ 2k_{mm} + \frac{f_0}{f_L} (k_{IF} + k_{VCO}) \right\} \quad (3.1)$$

ただし、

$f_L$  : ミリ波局部発振器の周波数

$f_0$  : 中間周波数

$k_{mm}$  : ミリ波局部発振器の周波数安定度

$k_{IF}$  : 送信中間周波数の安定度

$k_{VCO}$ : 同期回路に用いる電圧制御発振器 (VCO) の周波数安定度

通常,  $k_{IF}$ ,  $k_{VCO}$ ,  $k_{mm}$  の値として  $1 \times 10^{-4}$ ,  $1 \times 10^{-3}$ ,  $1.4 \times 10^{-4}$  がそれぞれ妥当と考えられる<sup>(1)</sup>。そこで, W-40 G 方式の最高周波数チャンネルを考えると,  $f_L = 84.65$  GHz,  $f_0 = 1.7$  GHz とし  $\Delta f = 12.78$  MHz となる。従って, 搬送波同期回路に用いる VCO の周波数変動幅 1.7 MHz を考えると同期引込み範囲として  $\pm 15$  MHz が必要となる。

一方, 位相同期回路の帰還ループの一巡遅延時間がループの取扱う周波数の周期にくらべて無視できない場合には遅延時間の影響により同期引込み範囲 (Pull-in range) が狭められることが知られている<sup>(2)-(5)</sup>。大黒は摂動法により, 種々の位相比較特性をもつ同期回路について遅延時間が同期引込み特性に及ぼす影響を詳細に検討しており<sup>(4)</sup>, 通常用いられる鋸歯状位相比較特性の同期回路における最大引込周波数範囲  $\Delta f_{pmax}$  とループ遅延時間  $\tau$  との関係を次式で与えている。

$$\Delta f_{pmax} \cdot \tau = \frac{1}{4(3+\sqrt{3})} \quad (3.2)$$

一方, 後に述べるように, 400 MB 4 相 PSK 信号から輝線スペクトラムを抽出するための位相同期回路のループ一巡遅延時間は 10 ns~20 ns となり, この時の  $\Delta f_{pmax}$  は (3.2) より 2.7 MHz~5.3 MHz と求められる。従って, 通常の回路構成法では  $\Delta f > \Delta f_{pmax}$  となり, 周波数変動に対し安定な系を構成することが不可能となるので, 何らかの工夫が必要となる。

### 3.2.2 定常位相誤差

ミリ波導波管伝送方式は大容量の長距離基幹回線への適用を前提として検討が行なわれており, その回線特性は安定かつ良好であることが望まれる。このような観点から, W-40 G 方式では周波数変動によって生ずる搬送波同期回路の定常位相誤差は  $1700 \pm 14$  MHz の変動範囲内で  $\pm 4^\circ$  以内 ( $0^\circ\text{C} \sim 40^\circ\text{C}$  の環境温度範囲) であることが要求されている<sup>(1)</sup>。

さて, このような定常位相誤差特性を位相同期系で満足するためにはループゲイン  $K$  として約  $1.3 \times 10^9$  程度のものが必要となる。ただし上記の値は環境温度変動等の全ての条件を含めたものである。周波数変動のみによる劣化はさらに小さく見積っておく必要がある。ここでは一応の目安としてループゲインを必要値の 1.5 倍~2 倍程度にとるものとする。ループゲイン  $K$  は, VCO の制御感度  $K_v$  と位相比較器の検出感度  $K_p$  の積で表わされるが, VCO の制御感度の実現可能な値としては 50 MHz/V 程度が妥当と考えられるので, これから必要なループゲインを得るための位相比較器の検出感度は 6 V/rad~8 V/rad となり, かなり高感度のものが要求され実現にあたって困難が予想される。



さらに、遅延時間  $\tau$  がある場合にループゲイン  $K$  を過渡に大きくとることは、同期系の安定性が損われ、望ましくない<sup>(7)</sup>。したがってループゲインが小さく、かつ位相誤差が広い周波数範囲にわたって小さくなるような系の構成を考える必要がある。

### 3.2.3 抽出搬送波雑音

抽出された基準搬送波に含まれる雑音成分は位相ジッタとなり、符号誤り率特性劣化の要因となるためこれを小さくする必要がある。W-40 G 方式ではこの位相ジッタの仕様規格を方式全体の劣化配分から 2°r.m.s. とわりふっている<sup>(1)</sup>。

基準搬送波に含まれる雑音成分の発生原因としては種々のものが考えられるが、その主なものは以下の2つのものである。

#### (1) 伝送路雑音

#### (2) 同期回路が理想動作を行なわないことによって生ずる雑音

(1)の伝送路雑音は熱雑音を主体とするものであり、受信部入力端における搬送波対雑音電力比に比例するものである。一方、(2)の回路不完全性にもとづく雑音は、高速パルス伝送の際に特に顕著に表われるものであり、高速スイッチングの際に生ずるパルスジッタ、有限のパルス立上り時間などに起因するものである。抽出搬送波雑音を小さくするためには伝送路雑音、回路不完全性にもとづく雑音を極力減らすことは勿論であるが、位相同期回路のループ雑音帯域幅  $B_L$  を小さく設計することが肝要である。ループ雑音帯域幅  $B_L$  と位相ジッタの平均値  $\langle \theta_j^2 \rangle$  は通常次式で関係づけられる<sup>(8)</sup>。

$$\langle \theta_j^2 \rangle = \left( \frac{B_L}{B_i} \right) \frac{1}{(\text{SNR})_i} = \frac{1}{2(\text{SNR})_L} \quad (3.3)$$

上式において、 $B_i$  はループ入力端における等価雑音帯域幅（両帯域幅）を、 $(\text{SNR})_i$  はループ入力端における搬送波対雑音電力比を表わす。また、 $(\text{SNR})_L$  はループの信号対雑音電力比を表わす。 $B_i$  や  $(\text{SNR})_i$  は位相同期系の設計条件よりむしろ方式全体の設計から決定されるものであり、抽出搬送波雑音特性の設計という観点からは  $B_L$  の決定が重要である。系内に遅延時間  $\tau$  が含まれる場合の雑音帯域幅  $B_L$  は近似的に次式となる<sup>(11)</sup>。

$$\begin{aligned} B_L &= \frac{1}{2\pi j} \int_0^{\infty} \left| \frac{K(1+ST_2)e^{-t\tau}}{S(1+ST_1)+K(1+ST_2)e^{-t\tau}} \right| dS \\ &\doteq \frac{K}{4} m(1+mK\tau) \end{aligned} \quad (3.4)$$

ただし、 $K$ ；ループゲイン

$$m; \frac{R_2}{R_1+R_2} \cong \frac{T_2}{T_1}$$

$R_1, R_2$  ループフィルタ定数

一方、遅延時間  $\tau$  を含む鋸歯状位相比較特性をもつ位相同期ループの引込周波数範囲  $\Delta\omega_p$  は次のように表わせる<sup>(4)</sup>。

$$\Delta\omega_p = -\frac{2mK^2}{\pi} \tau + \sqrt{\frac{2}{3} mK^2 \left(1 + \frac{4mK^2}{\pi^2} \tau^2\right)} \quad (3.5)$$

いま、 $\tau = 10 \text{ ns}, 15 \text{ ns}, 20 \text{ ns}$  の場合について  $m = 0.1$  の時の  $B_L, \Delta\omega_p$  を  $K$  に対して計算したものを図 3.1 に示す。

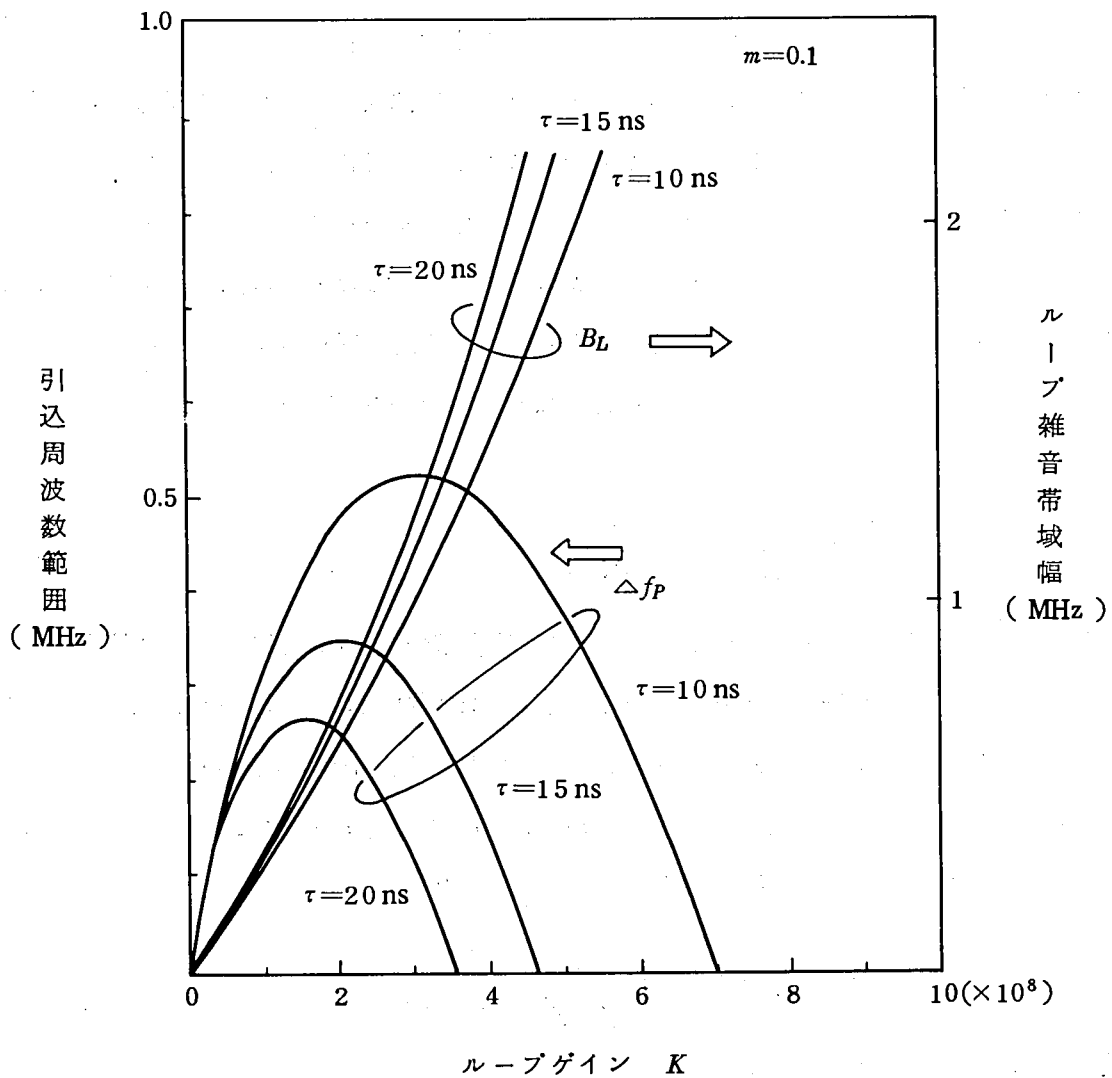


図 3.1 ループゲインとループ雑音帯域幅および引込周波数範囲の関係 ( $m=0.1$  のとき)

以上述べてきたように、再生された搬送波のジッタは搬送波再生系の雑音帯域幅に比例するが、引込周波数範囲は雑音帯域幅が狭くなるほど小さくなるため、ジッタに対する要求と引込周波数範囲に対する要求は互いに相反するものとなる。また定常位相誤差を小さくするにはループゲイン $K$ を大きくすることが望ましいが、過渡のループゲインの増大はループに不安定性をもたらす。

したがって、小さな定常位相誤差、広い引込周波数範囲、小さな抽出搬送波雑音、ループの安定な動作という互いに矛盾する条件を共に満足させるような技術の開発が必要となる。以下の節では、このような相矛盾する条件を如何に満足させて高速搬送波同期回路を設計するかに関し理論的・実験的な検討結果を述べる。

### 3.3 搬送波同期回路の構成法

#### 3.3.1 基本回路形式の比較と選定

位相同期回路は広い応用分野を有することから、これまで多くの回路形式が提案されてきた。特に、位相変調信号用の搬送波同期回路には搬送電信の研究過程において考案されたものが多い。そのいずれの方法も受信信号に対してベースバンド帯あるいは搬送波帯で何らかの非線形操作を行ない、搬送波の輝線スペクトラムを得るものである<sup>(12)</sup>。これらの回路形式のうちコストス<sup>(13)</sup>、通倍<sup>(14)</sup>、逆変調<sup>(15)</sup>などが高速パルス信号用の搬送波同期回路として検討された代表的なものと考えられる。これを図 3.2 に示す。

上記の回路をミリ波や準ミリ波のような高速のデジタル伝送方式に適用する場合には、特性面、量産面、経済性などを考慮して、逆変調形式のものが最も実現性が高いと考えられるが、一方この回路を歪発生量をできる限り小さくするという観点からみると以下のような問題点があることも明らかとなった<sup>(9)</sup>。すなわち、

- (i) 逆変調形式では、受信した位相変調信号をもう一度スイッチング変調して輝線スペクトラムを得、これと電圧制御発振器 (Voltage Controlled Oscillator) の出力を比較して制御電圧を得るため高速ではスイッチングの際、ひずみが増加し、これが抽出搬送波のジッタ増加につながる可能性がある。更にひずみの増加を防ぐため逆変調器入力側の周波数特性を十分広くとっておく必要があり、ハードウェア実現上の制約条件となる。
  - (ii) 受信信号は帯域制限によってある程度の角度誤差を受けているので、逆変調器のスイッチング動作によってこれを元の位相にもどそうとしても、この角度誤差が残留し、ある入力パターンに対しては、この角度誤差の残留分による位相比較器出力電圧が同一の極性で生ずるため、抽出搬送波の定常位相誤差がパターンの影響を受ける可能性がある。
- そこで、この二つの問題点を除くことができ、かつ逆変調形式の有利性を失わない回路形式と



して再変調比較形回路<sup>(12)</sup>にフィルタを付加する構成がよいことを見出した。この回路では、VCO (Voltage Controlled Oscillator 電圧制御発振器) の出力の一方を復調したベースバンドパルスで再び変調し、あらかじめ分岐しておいた受信信号と位相比較を行なって制御電圧を得る方式をとっている。従って再変調器の搬送波入力側の周波数特性を特に広くとる必要がなくなり、(i)の欠点を除去することができる。また、後に述べるように再変調器出力側に伝送路と等価な帯域制限特性を有するフィルタを設けることにより、(ii)の問題点も解決することが可能である<sup>(9)</sup>。

図 3.3 に再変調比較形搬送波同期回路の詳細な構成を示す。

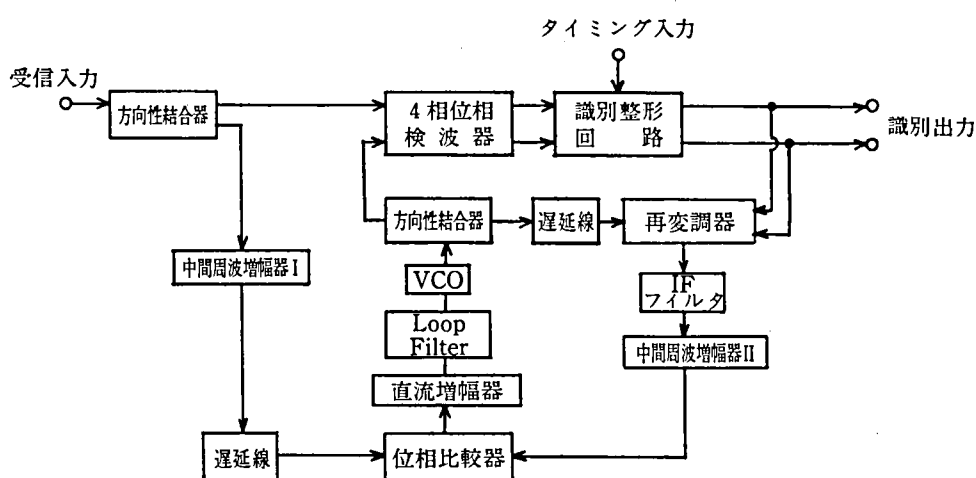


図 3.3 再変調比較形基準位相搬送波抽出回路

図 3.3 からわかるように再変調比較形式の動作原理は、まず 4 相 P S K 信号を復調 (検波) して 2 系列のベースバンドパルス列を得たあと、これを識別整形回路を用いて振幅弁別を行なうと共に時間位置を揃え、立上り・立下りの速いパルス出力を得る。このパルス列を用いて再変調器を駆動し VCO 出力を変調した後、後述するように伝送路の帯域制限にはほぼ等しい特性を有するフィルタを用いて帯域制限を行なう。復調・識別の動作が正しく行なわれていれば、フィルタ出力は搬送波同期回路の受信信号と同じものであるから、あらかじめ受信信号の一部を分岐し、位相比較器の入力端でフィルタ出力の対応するタイムスロットと時間が一致するように適当な遅延時間を与えて位相比較すれば、比較器出力電圧が所望の VCO 制御電圧を与える。

なお図 3.3 に示した構成では復調出力を一旦識別してから再変調する方法を用いているが、これは必ずしも識別回路を用いる必要はなく、逆変調形式で用いているような、リミット動作を有する直流増幅器を用いてもよい<sup>(15)</sup>。識別器を用いる方法は後述するようにループの一巡遅延時間が増加するので望ましい方向ではないが、波形歪の影響をうけにくくし、パターン効果をへらし

て 403 MB という高速での動作を確実にこなわせるために挿入することとした。

また、本方式では採用しなかったが、再変調比較形の同期回路を用いた場合、中継装置では変調器を別個に設ける必要がなく、再変調器で代用できるので、部品点数がかなり少なくなるという特長をもっている。しかしながら、この場合には搬送波ジッタの累積や同期はずれの伝播等の問題について検討を行なっておく必要がある。

### 3.3.2 引込み周波数範囲の拡大方法

これまで述べたように、再変調比較形同期検波回路は高速 P S K 信号から復調用基準搬送波を抽出する回路として抽出搬送波ジッタ等の点で他の形式のものより秀れているが、W-40 G 方式にそのままの形で適用する場合は幾つかの点で問題点がある。すなわち W-40 G 方式では使用する周波数が高いため、周波数変動が大きくなり、その結果、引込周波数範囲や定常位相誤差の点で実現困難のものや実現不可能なものが存在するからである。この事情は他の回路形式でも全く同様である。

以下ではこのような周波数変動に起因する問題をどのような手段で解決するかを、述べる。

このような問題を解決するには、

- (i) 通常の位相同期回路で追従できる範囲内にまで入力周波数変動を抑える。
- (ii) 位相同期回路に何らかの付加回路を設け、大きな入力周波数変動に追従できるようにする。

の 2 つの方法が考えられる。

以下に上記の 2 つの方法について検討する。

#### 〔I〕 入力周波数変動の抑圧方法

まず第 1 に考えられる方法はミリ波局部発振器そのものの周波数安定度を一桁程度改善することである。このためには水晶を源信とした通倍チェーンの構成が必要となるが、通常は通倍次数が増加するため方式の信頼性確保の上から望ましくない。

次に考えられるのはミリ波局部発振器に A F C 機能を付加することであろう。このための最も簡易な方法として

(i) 局部発振器自体に A F C をかける方法があるが、この方法ではミリ波帯での周波数弁別器の性能が支配的となり、A F C によって周波数安定度が改善されるか否かは明らかでない。そこで、次善の案として

(ii) 図 3.4 に示すように受信した位相変調信号に何らかの操作を加えて A F C 信号を抽出する方法が考えられる<sup>(16)</sup>。このうち Type A の動作原理を図 3.5 に従って説明する。

まずミリ波帯の搬送波 ( $f_c$ ) をミリ波局発 ( $f_o$ ) と Mixing して IF 帯の信号 ( $f_i$ ) を得る。こ

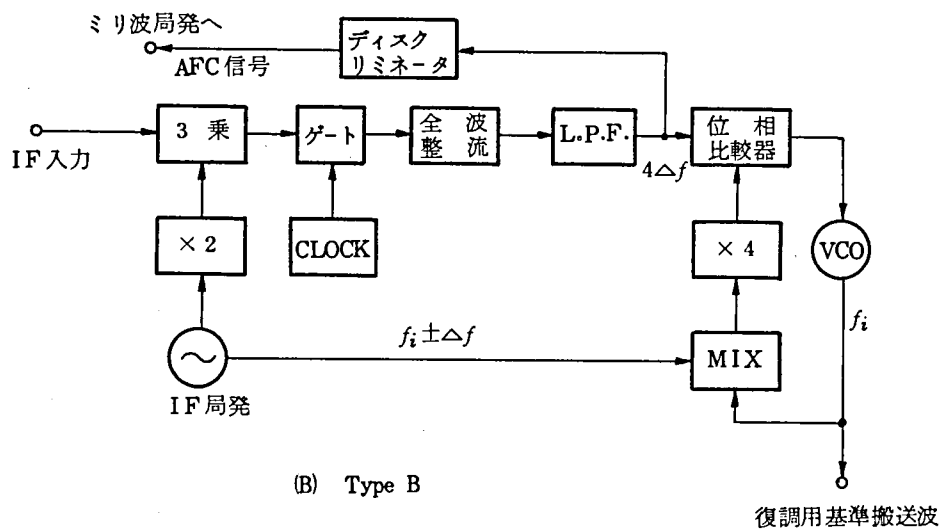
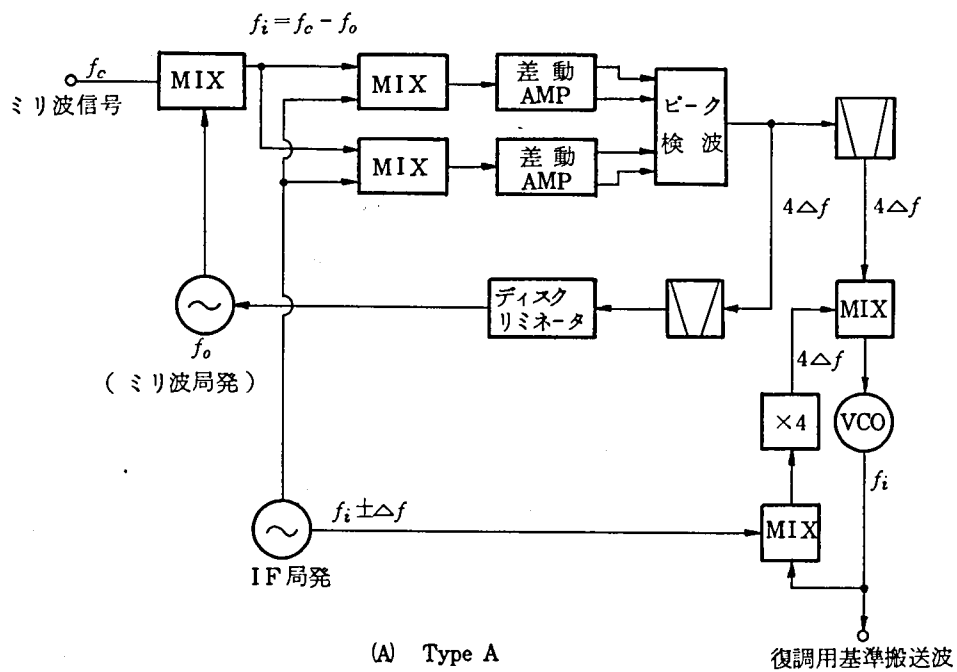


図 3.4 AFC, APC 回路の構成

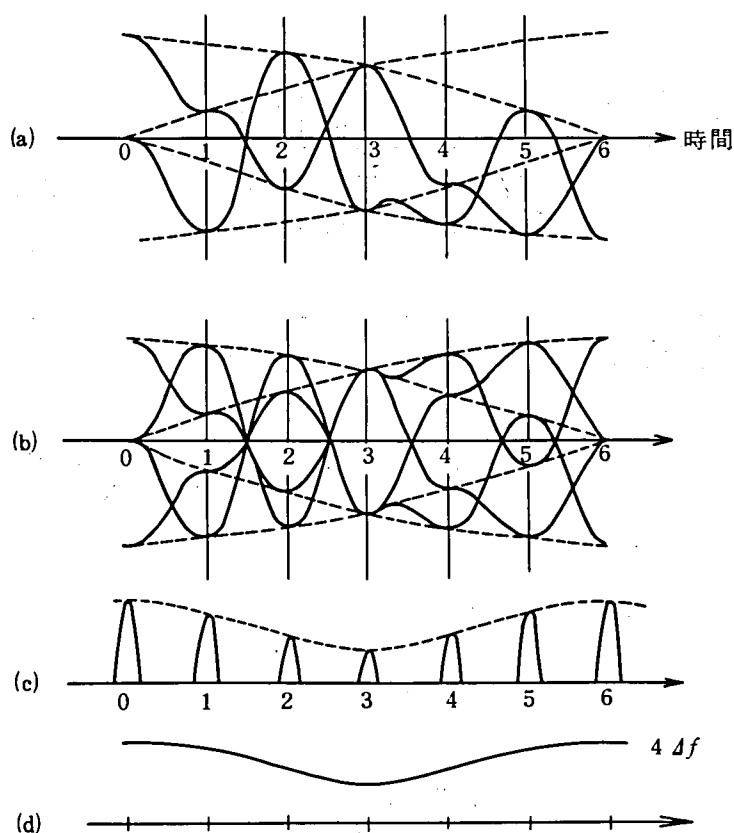


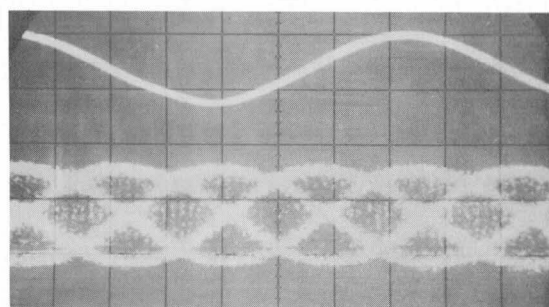
図 3.5 AFC, APC 回路の動作説明図

れを  $f_i \pm \Delta f$  の周波数をもつ発振源でヘテロダイン検波すると図 3.5-a のような  $\Delta f$  成分を含むビート信号を得る。次に差動増幅器によって互いに逆相の出力を 2 組とり出し (図 3.5-b), これをピーク検波して振幅の大きい方のみ抽出した後 (図 3.5-c), 積分すれば  $4\Delta f$  の信号成分が得られる。従ってこれを周波数弁別器を通した後, ミリ波の局部発振源または IF 帯の局部発振源に帰還すれば, AFC 系を実現することができる。この時, VCO 出力端子には復調用の基準搬送波が同時に得られるので, APC 回路 (Automatic Phase Control) としても使用することが可能である。

また Type B は Type A の MIX, 差動増幅器を 3 乗検波器, 2 通倍器等で置換し, 回路構成を簡易化するとともに, 波形歪や雑音の影響をより少なくし安定な制御動作を得るためサンプリング動作を付加したものである。

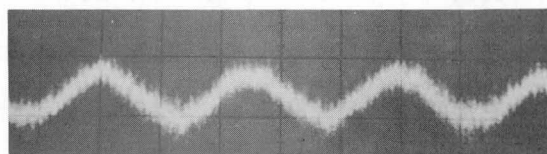
筆者らが行なった理論的・実験的検討によれば, 本回路構成では歪の少ない 3 乗検波器の実現等, 検討を要する点もあるが, ほとんどが低い周波数の回路で構成できるが, 部品点数が多くなる等の欠点がある。図 3.6 と図 3.7 に実験結果の一例を示す。





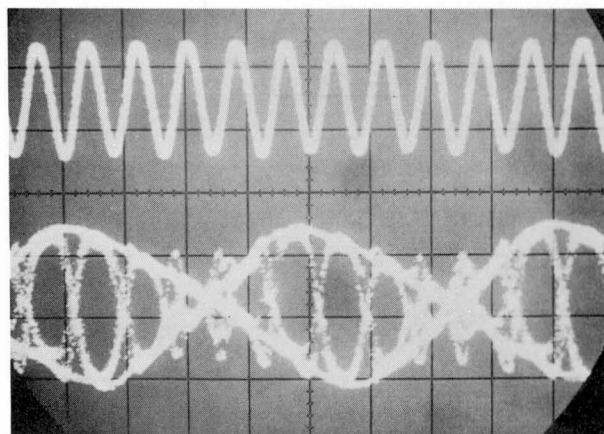
$\Delta f$  周波数

← 差動増幅器出力  
(包絡線は  $4\Delta f$   
成分を含む)



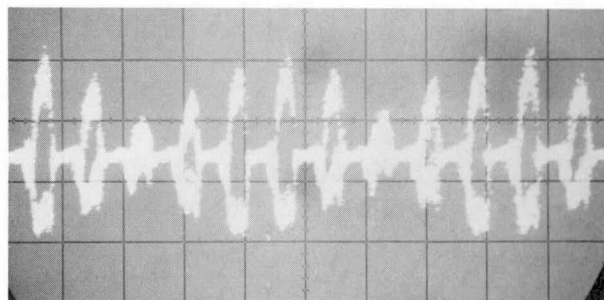
← ピーク検波出力  
( $4\Delta f$  成分)

図 3.6 Type A の AFC・APC 回路の波形



← ゲート用クロック

← 3 乗検波器出力  
(包絡線は  $2\Delta f$   
の周波数成分を  
含む)



← ゲート出力

図 3.7 Type B の AFC・APC 回路の各波形

## 〔Ⅱ〕 付加回路を用いる方法

これまで述べた 2～3 の方法は主として搬送波同期回路の構成は従来のままとし、同期回路の受信入力周波数変動を AFC 等の手段によって狭めることにより問題を解決しようという観点に立っていた。しかしながら、これらの手段の実現性については困難な面があることが判ったので、次に搬送波同期回路に付加回路をつけて周波数変動に対処する方法について述べる。

広い引込み周波数範囲を得るため付加回路を用いる方法は、アクイジション技術の重要な項目の 1 つとしてこれまでにいろいろな手段が提案されている。その 1 つに、図 3.8 に示すように掃引回路を付加し同期外れが発生したとき、これを何らかの手段で検知し、この検知信号を用いて VCO を掃引し、入力周波数を探索し自動的に同期回復をはかる、いわゆる周波数掃引法がある<sup>(8)</sup>。この方法は動作原理がきわめて明解なうえ、設計原理も比較的簡単であり、かつ回路の構成も簡易化できる可能性があるため、周波数変動に対する対策としては有力な手段と考えてよい。

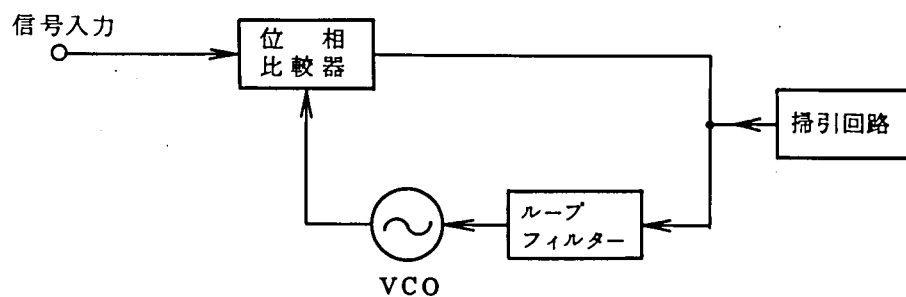


図 3.8 周波数掃引回路を有する位相同期回路

周波数掃引法の具体的な実現方法として、新たに考案したものを含めて以下に示す。

- (1) 同期回路のループを見込んだインピーダンス ( $Z_L$ ) が同期時には  $Z_L \cong 0$ 、非同期時には  $Z_L = R$  ( $R > 0$ ) となることを利用し、掃引回路として用いる CR 発振器を  $Z_L$  の変化によって ON-OFF する。つまり同期状態では CR 発振器は発振せず、同期外れが起ると発振して VCO の周波数を掃引する方法<sup>(17)</sup>。
- (2) 非同期時に比較器出力から発生するビート波形に微分・スライス・積分等の操作を行なって得られる直流電圧の極性が入力周波数 ( $f_{in}$ ) と VCO の自走周波数 ( $f_{vco}$ ) が  $f_{in} > f_{vco}$  か  $f_{vco} > f_{in}$  によって異なることを利用し、掃引を行なう方法<sup>(18)</sup>。(差周波数検出形強制掃引回路)
- (3) 非同期時に比較器出力に生ずるビートから直流分を抽出し、これをパルス化して可逆計数

回路に加えることにより掃引動作を行なう方法<sup>(19)</sup>。

等がある。このうち、(1)の方法については、

- (i) 擬似引込み状態のときには掃引しない。
- (ii) VCOの発振周波数制御電圧端子が後述するような定常位相誤差抑圧のための積分器出力端子と結ばれている時には、積分量により引込み周波数範囲が変化する。

等の問題点がある。一方、(2)(3)の方法は、

- (i) 擬似引込み状態のときにも掃引電圧を発生する。
- (ii) 積分器として可逆計数器を使用した場合には、ビート検出器として可逆計数回路に付加することができる。このため、引込み周波数範囲が一定している。
- (iii) 回路構成が容易である。

という特長がある。

例えば(2)の差周波数検出形搬送波同期回路の原理ならびに回路構成法について以下に詳しく詳細に述べる。

位相比較器の比較特性が鋸歯状であるPLLが同期はずれ状態にあるとき、位相比較器出力のビート波形は入力信号周波数 $f$ とVCOの自由発振周波数 $f_0$ との大小関係により、図3.9(a)のように急峻な立上り、または立下りを有する波形になる。いま、このビート波形を微分すると図3.9(b)のようになるが、さらにこの微分波形をスライスした後で積分すれば入力信号周波数 $f$ とVCOの自由発振周波数 $f_0$ との大小関係により、 $f > f_0$ の場合には正の極性の直流電圧が、 $f < f_0$ の場合には負の極性の直流電圧が得られる。従って、この直流電圧をVCOの周波数制御電圧端子に加えることにより、VCOの発振周波数を入力信号周波数 $f$ に近づけることができる。このようにして、PLLが同期はずれの状態のときにはVCOの発振周波数が強制的に入力信号周波数 $f$ に近づけられ、引込み周波数範囲は拡大される。

図3.10(a)に強制掃引回路のブロック図を、図3.10(b)にその具体的回路を示す。これからわかるように本回路はICが1個とダイオード2本という非常に簡単な構成で実現できる。

この回路を鋸歯状位相比較特性の位相比較器を含むPLLの外部制御回路として動作させた結果を図3.11(b)に示す。これより、引き込み周波数範囲は約 $\pm 23$  MHzであることがわかる。一方、本回路を使用しない場合は図3.11(a)に示される様に引き込み周波数範囲は約 $\pm 4$  MHzである。この結果、差周波数検出形強制掃引回路を外部制御回路として使用することにより引き込み周波数範囲を約6倍にすることができた。

しかしながら、後に詳しく述べるように(3)の方法は単なる掃引操作のみならず、同時に積分操作をも行なって定常位相誤差が減少できることから、(3)の方法が優れていると判断した。

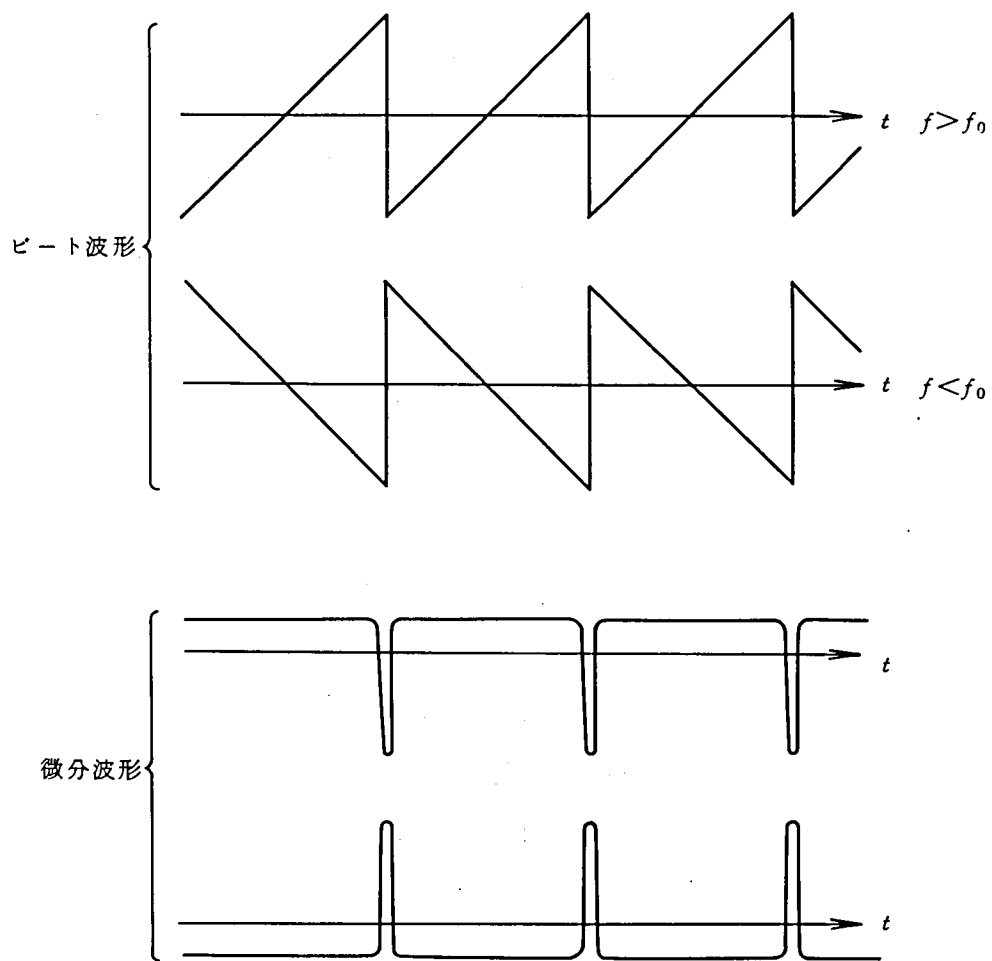
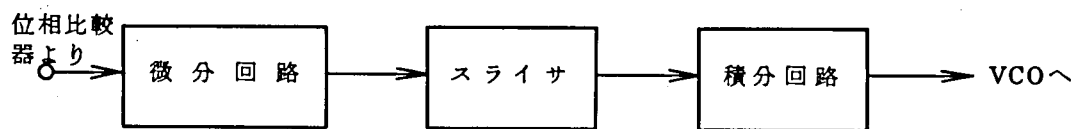
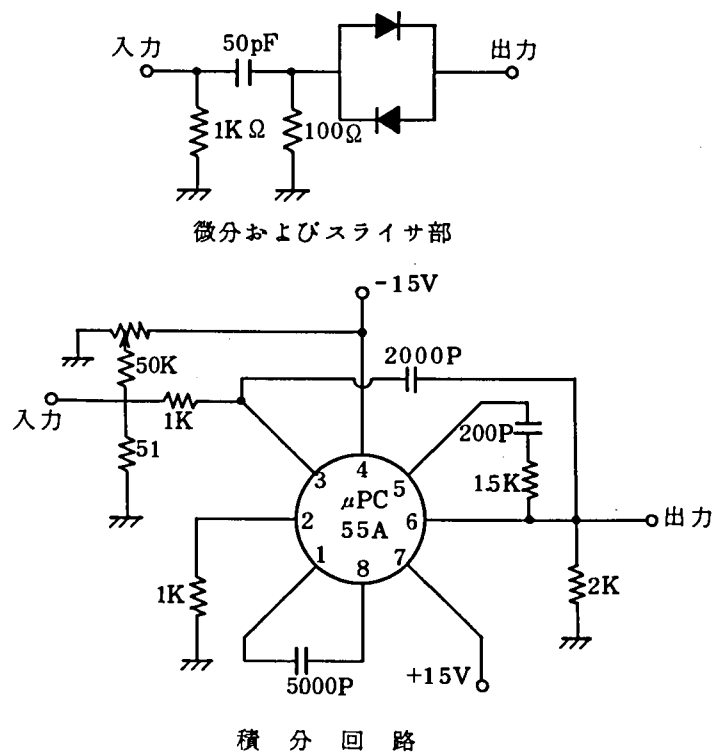


図 3.9 差周波検出形掃引回路の動作

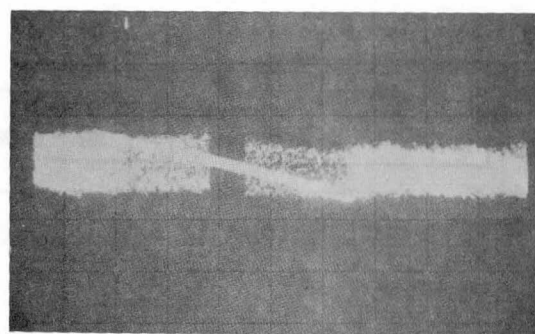


(a) 差周波数検出形強制掃引回路ブロック図



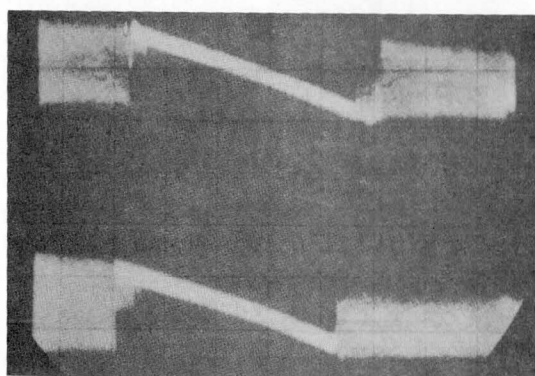
(b) 回路構成

図 3.10 差周波検出形強制掃引回路の構成



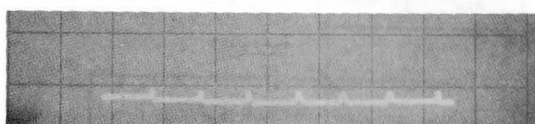
(a) 差周波数検出形  
強制掃引回路を付加  
しない場合

(横軸：周波数)



(b) 差周波数検出形  
強制掃引回路を付加  
した場合

(横軸：周波数)



周波数マーカ

→ | ← 10 MHz

図 3.11 差周波数検出形掃引回路による  
引込み周波数範囲の拡大

次に定常位相誤差の減少方法について述べる。

### 3.3.3 定常位相誤差の抑圧方法

周波数変動によって生ずる定常位相誤差を減少する方法としては図3.12に示すように同期ループに積分器を1つ付加し、自動制御の分野で無定位制御と呼んでいる形式をとることが望ましい<sup>(20)</sup>。

今、図 3.12 のループフィルターの伝達関数を (3.6) で表わし

$$F_1(s) = \frac{s + q_1}{s + p_1} \quad (3.6)$$

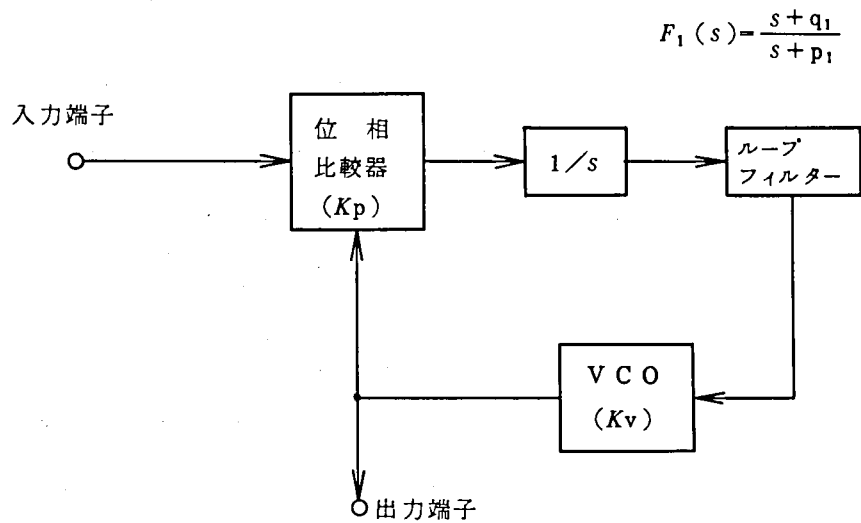


図 3.12 無定位形制御回路の構成 - I

とし、VCO の感度を  $K_V$ 、比較器の感度を  $K_P$  とする。積分器がない場合にはループ入力端での周波数変動  $\Delta\omega$  によって生ずる定常位相誤差  $\theta_{e0}$  は (3.7) となるが<sup>(8)</sup>,

$$\theta_{e0} = \frac{\Delta\omega}{K_P K_V F_1(0)} \quad (3.7)$$

積分器が入った系では位相誤差  $\theta_e(s)$  は (3.8) で表わされるので、

$$\theta_e(s) = \frac{s^2 \theta_i(s)}{s^2 + K_P K_V F_1(s)} \quad (3.8)$$

$\Delta\omega$  の周波数変動に対する定常位相誤差  $\theta_{e1}$  は  $\theta_i(s) = \Delta\omega/s^2$  として (3.9) と表わされる。

$$\theta_{e1} = \lim_{s \rightarrow 0} s \theta_e(s) = 0 \quad (3.9)$$

従ってこれから入力周波数変動があっても定常位相誤差は発生せず、単に積分器を1つ付加するのみで要求条件が満されることが分った。しかし、このように積分器をメインループの中へ組み込んだ場合には積分器の動作速度がループ全体の動作を制約してしまう危険性が考えられる。すなわち現在使用できる積分器の速度はループのそれに比べてかなり低いので（例えばループ内では非同期時に  $14 \text{ MHz} \times 4 = 56 \text{ MHz}$  の基本周波数をもった鋸歯状のビートが生ずる可能性がある）引込み過程のような速い現象に対して積分器が応答できず、かえってループ全体の特性に悪い影響を与える可能性がある。そこでこれを避けるため図3.13に示すように積分器と副ループフィルタをメインループに対して並列に挿入し、引込み過程のような速い現象に対しては主ル

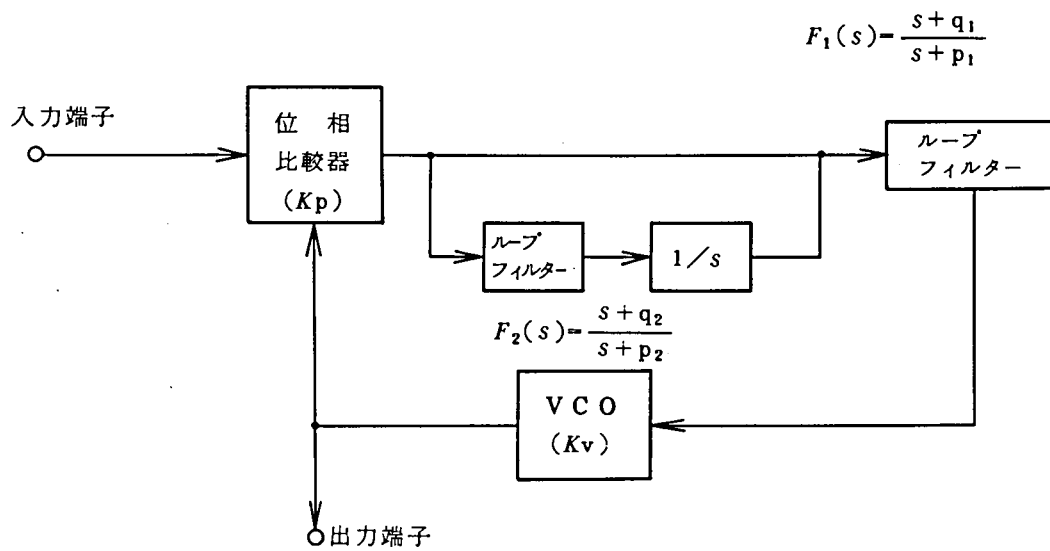


図 3.13 無定位形制御回路の構成 - II

ープが動作し、周波数変動のようなゆっくりした現象に対しては主として副ループが動作するように回路を構成した。

いま副ループフィルタの伝達関数を (3.10) とし、

$$F_2(s) = \frac{s+q_2}{s+p_2} \quad (3.10)$$

積分器の利得を  $K_S$  とすると、この系の位相誤差  $\theta_e'(s)$  は (3.11) で表わせる。

$$\theta_e'(s) = \frac{s^2 \theta_i(s)}{s^2 + K_P K_V s F_1(s) + K_P K_V K_S F_1(s) F_2(s)} \quad (3.11)$$

これは (3.8) の  $\theta_e(s)$  と分母・分子の次数が同じとなっており、これから主ループと並列に積分要素を入れた場合でも無定位形の制御が実現できることがわかる。

すなわち、定常位相誤差を減少する為には、信号周波数の変化に応じて VCO の自走周波数を変化させ、(3.7) 式の  $\Delta\omega$  を零に保てばよいわけであるが、その具体的手段が積分器を更に付加するということである。

次に無定位制御を実現するために用いる積分器として次の 3 つの回路について検討した。

- (1) サーボモータを用いる方法<sup>(7)</sup>
- (2) トランスフラクサを用いる方法<sup>(18)(21)</sup>
- (3) 可逆計数回路を用いる方法<sup>(20)</sup>



このうち(1)については機械的駆動部分があり信頼性について疑問があるほか、大型になると思われたので(2)(3)の電子回路により実現することを検討した。以下、これらの検討結果を述べる。

## 〔I〕 積分器としてトランスフラクサを使用した場合

### (i) 動作原理

トランスフラクサは J. A. Rajchman と A. W. Lo が1955年に発表した非破壊読み取りのできる記憶素子である<sup>(21)</sup>。その構造は図3.14に示すように、角形ヒステリシス特性を有する多孔フェライトコアと書き込み巻線、読み取り巻線から構成される。脚1の断面積  $S_1$  は脚2の断面積  $S_2$  と脚3の断面積  $S_3$  との和よりも大きいので、脚1の飽和磁束  $\phi_{1\max}$  は脚2の飽和磁束  $\phi_{2\max}$  と脚3の飽和磁束  $\phi_{3\max}$  の和よりも小さくはならない。また、一般には  $S_2 \neq S_3$  であるが、ここでは動作を説明するため  $S_2 = S_3 = \frac{1}{2} S_1$  と仮定する。

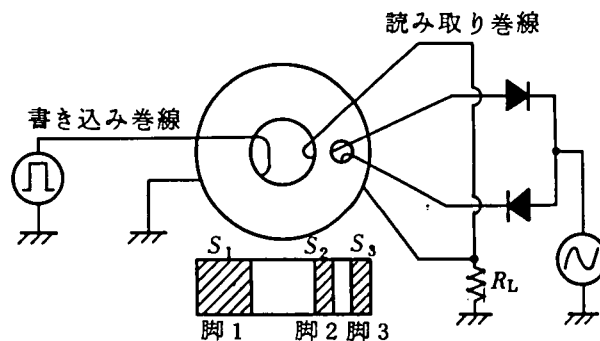
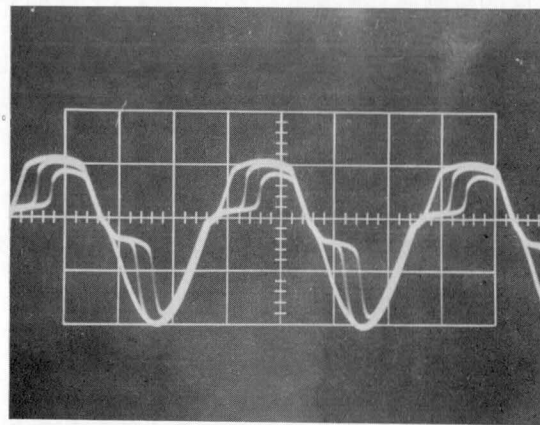
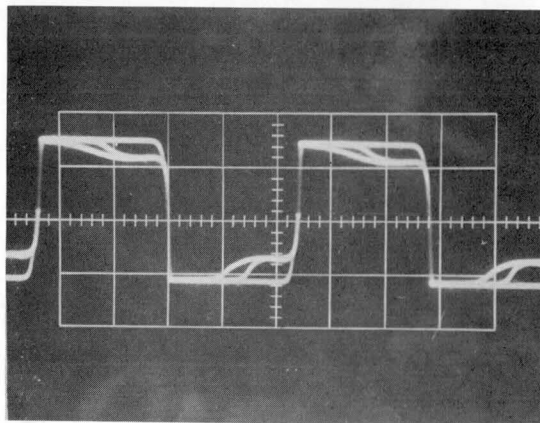


図 3.14 トランスフラクサ素子

書き込み巻線に負の極性のパルスで脚1の磁束が  $\phi_1 = -\phi_{1\max}$  となるまで加えると脚2と脚3の磁束は  $\phi_2 = \phi_3 = 1/2 \phi_{1\max}$  となる。次に書き込み巻線に適当な大きさの正の極性のパルスを加え、 $\phi_1 = -\phi_1'$  とする。(但し、 $\phi_{1\max} - \phi_1' < 1/2 \phi_{1\max}$ ) この時、脚2の磁束は  $\phi_2 = \phi_1' - 1/2 \phi_{1\max}$  と変化するが、脚3の磁束は  $\phi_3 = 1/2 \phi_{1\max}$  で変化しない。このようにセットされた状態で読み取り巻線に電流を流し  $\phi_3 = \phi_1' - 1/2 \phi_{1\max}$  とすると脚2の磁束  $\phi_2$  は  $\phi_2 = 1/2 \phi_{1\max}$  に変化し、これが  $R_L$  を通じて電圧の変化として取り出される。次に、読み取り巻線に逆方向の電流を流し、 $\phi_2 = \phi_1' - 1/2 \phi_{1\max}$  とすると  $\phi_3 = 1/2 \phi_{1\max}$  と再び元の状態になる。このように、読み取り巻線に交流を印加しても磁束の交換が脚2と脚3の間のみで行なわれ脚1の磁束は変化せず、書き込まれた情報が破壊されないということがトランスフラクサの特長であり、積分器として動作することを示している。この読み取りの状態を示すのが図3.15である。(a)は読み取り電



(a) 正弦波  
0.3  $\mu$ s/div



(b) パルス  
0.3  $\mu$ s/div

図 3.15 トランスフラクサの読取り動作

流が正弦波で(b)は方形波の場合である。これは読み取り巻線に印加された電流が書き込みレベルに応じた逆起電力によって波形に歪みを生じたものであり、この歪み波形の直流分を取り出すことで書き込みレベルと1対1に対応する出力を得ることができる。また、トランスフラクサは磁性素子であるので電源が切れても記憶を失うことはない。

## (ii) 特性

トランスフラクサの入出力特性が十分な積分特性を持っているか否かを調べるため、書き込みパルス数に対する出力の変化を調べた。トランスフラクサの書き込み巻線の巻数は100ターン、読み出し巻線の巻数は30ターンであり、 $R_L = 50 \Omega$  に生じた電圧を整流して測定した。読み取り電圧を3 V rms, 80 kHz の正弦波とし、書き込みパルスはパルス幅 2.3  $\mu$ sec, 1.8 V<sub>o-p</sub> とした場合の一例を図 3.16 に示す。

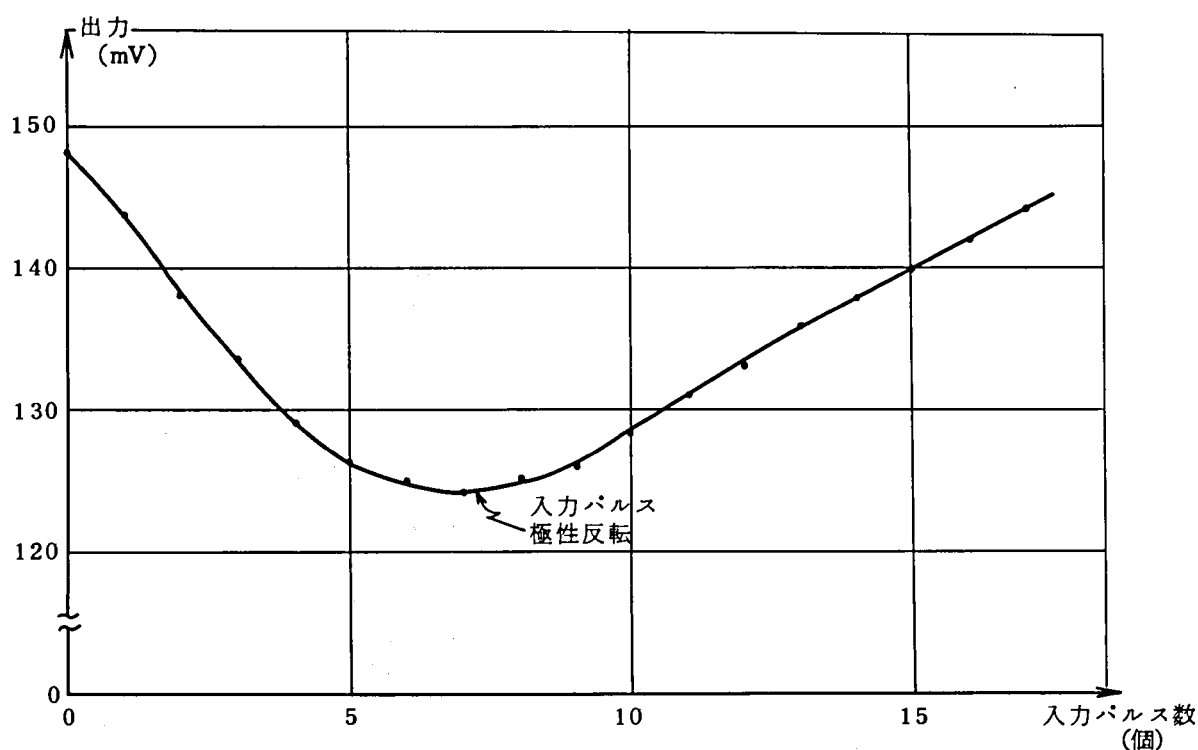


図 3.16 トランスフラクサの入出力特性

このようなトランスフラクサを使用した積分回路を図3.17に示す。低域ろ波された誤差電圧が入力端子に加えられ、 $\mu\text{PC7A}$ により増幅される。 $\mu\text{PC7A}$ の出力は、 $\mu\text{PB7A}$ でパルスと論理積がとられ、入力電圧は書き込みパルスに変換される。このとき、 $\mu\text{PC7A}$ の出力端子である5番端子と7番端子は入力電圧の正負について対称であるので、入力電圧が正であるときには $\mu\text{PB7A}$ の1番端子より書き込みパルスが取り出され、入力電圧が負であるときには9番端子より書き込みパルスが取り出される。この書き込みパルスはレベル調整された後、トランスフラクサの書き込み巻線に加えられる。書き込まれた情報を正弦波（方形波）で読み取り、 $\mu\text{PC51A}$ で増幅してVCOに加えるのに適当なレベルとしてとり出す。ここで、読み取りの正弦波が出力端子に漏れることがあるので、Parallel T形の零回路により防ぐこととした。

## 〔Ⅱ〕 積分器として可逆計数回路を使用した場合

### (i) 動作原理

計数回路はフリップ・フロップを縦続に接続し、 $i$ 番目のフリップ・フロップの出力で $(i+1)$ 番目のフリップ・フロップを駆動することで実現できる。このとき、 $(i+1)$ 番目のフリップ・フロップの駆動に $i$ 番目のフリップ・フロップの正常出力 $Q_i$ を使用すれば加算計数回路となり、 $i$ 番目のフリップ・フロップの否定出力 $\bar{Q}_i$ を使用すれば減算計数回路となるので何らかの方法

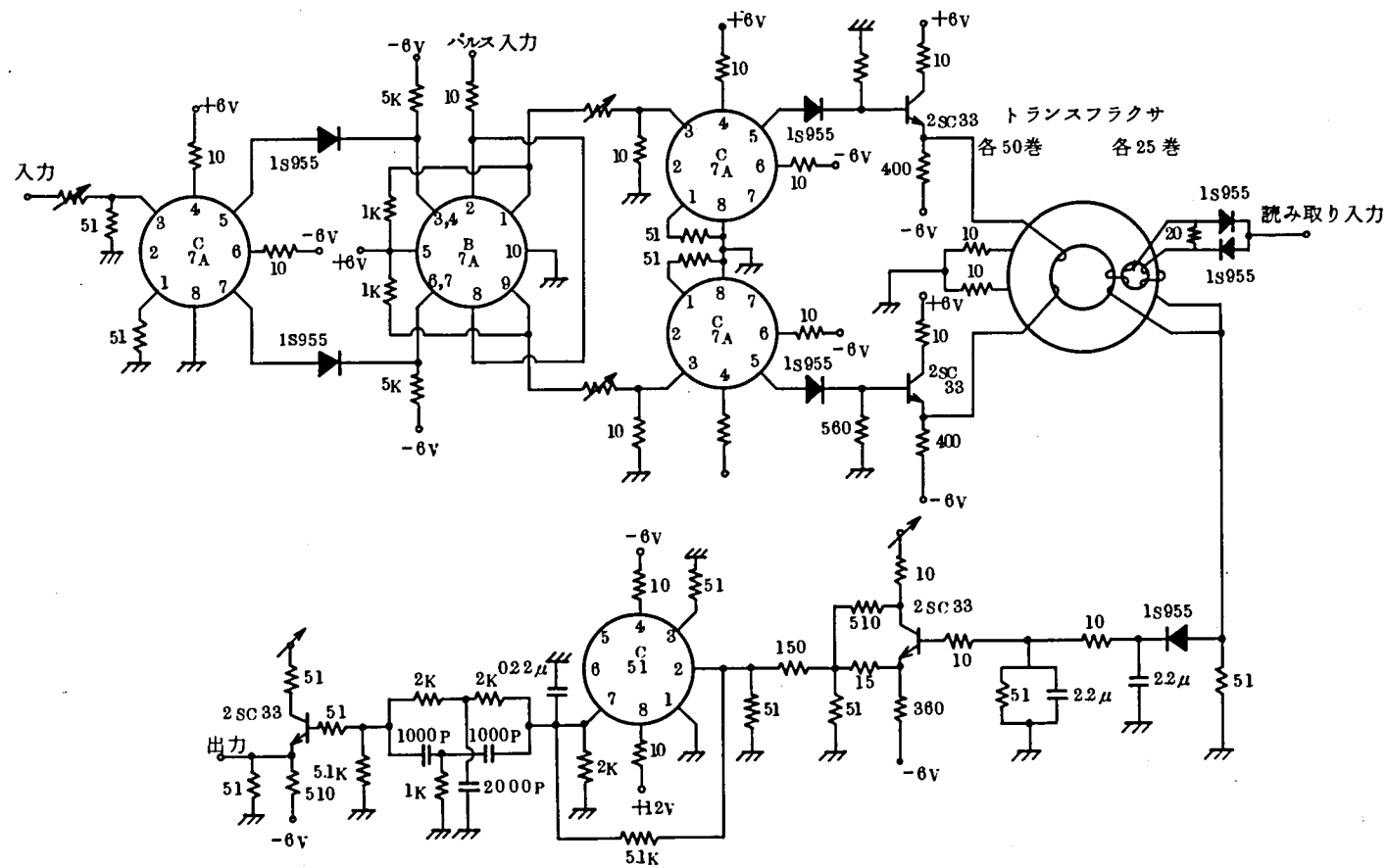


図 3.17 トランスフラクサ回路

で  $Q_i$  と  $\bar{Q}_i$  を切り換えて  $(i+1)$  番目のフリップ・フロップを駆動すれば可逆計数回路が実現できる。

図 3.18 に可逆計数回路の構成例を示す。 $x$  は加算か減算かの制御端子であり、 $x=1$  である時には  $A_i$  の出力は常に零で、 $A_i'$  の出力は  $\bar{Q}_i$  となってこれが次段へ伝えられるため減算計数回路となる。また、 $x=0$  の時には  $A_i$  が  $Q_i$  の変化を伝え、 $A_i'$  の出力は零となるので加算計数回路となる。各フリップ・フロップの正常出力列は入力パルス数（加算パルス数－減算パルス数）を二進符号化したものであり、これを復号化することで入力パルス数に比例した電圧を取り出すことができ、積分器を構成できる。

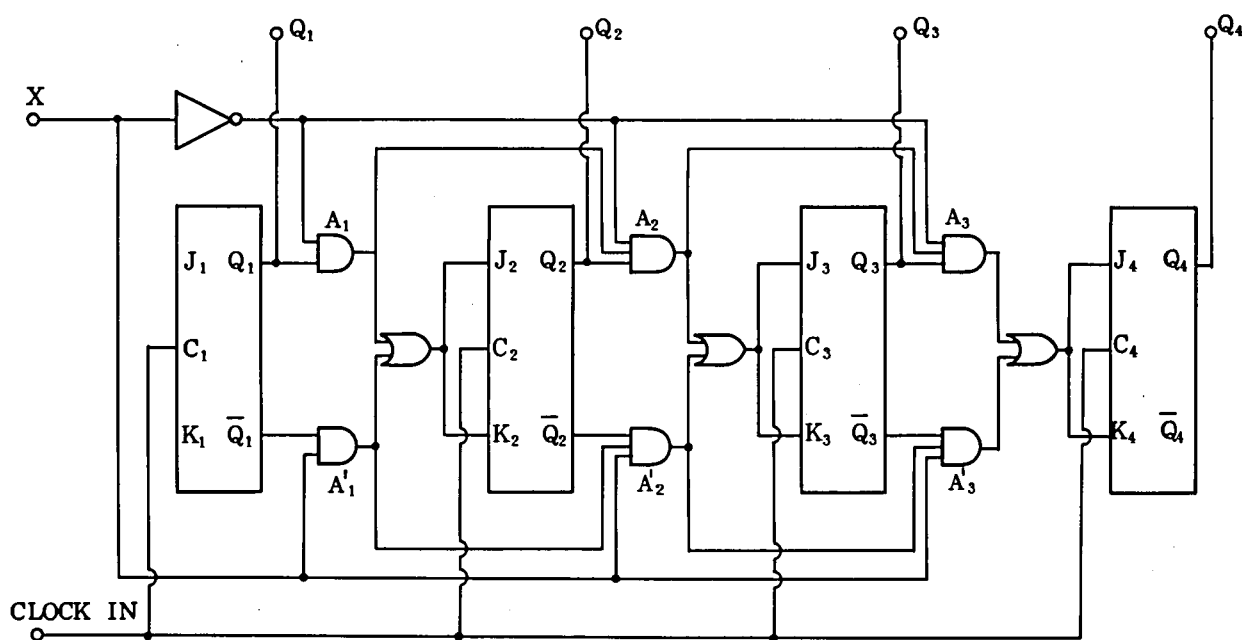


図 3.18 4 段可逆計数回路

次に図 3.18 の可逆計数回路を加算（減算）計数のみさせる場合を考える。このとき、可逆計数回路の出力は、

-----→ 111101 → 111110 → 111111 → 000000 → 000001 → 000010 →-----

または、

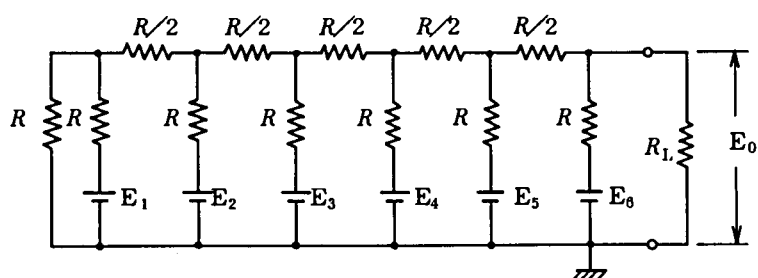
(-----→ 000010 → 000001 → 000000 → 111111 → 111110 → 111101 →-----)

となり、これらのデ・コード出力は鋸歯状波となる。従って、PLLが非同期状態である場合には、これを何らかの方法で検出し、 $X=0$  ( $X=1$ ) に固定して計数パルスを可逆計数回路に加えることにより、加算（減算）計数のみが実行されデ・コード出力は鋸歯状となる。この鋸歯状電圧をVCOの周波数制御電圧端子に加えてやればVCOの発振周波数は自動的にスイープされ、引き込み周波数範囲を拡大することができる。

以上のことから、可逆計数回路を使用することによってPLLの定常位相誤差を抑圧するとともに引き込み周波数範囲が拡大できることがわかる。

## (ii) 回路構成

可逆計数回路を使用した積分器は、位相比較器出力から計数パルスと制御信号 $X$ をつくりだす回路、可逆計数回路、デ・コードにより構成される。このうち、可逆計数回路は図3.18に示した構成で、デ・コードは梯子型抵抗回路によるものとし、図3.19に示すような構成をしている。また、可逆計数回路を使用した積分器を完全に動作させるためには、計数パルスと制御信号 $X$ をつくる回路として、入力信号の絶対値をパルス数変調（PNM）する部分と入力信号の正負判定をする部分とで構成された回路が必要である。しかし、外部制御回路をもつPLLが引き込み状態であるときには位相比較器出力  $\phi_{es}$  はほとんど零と考えることができるので、 $|\phi_{es}|$  が PNM されて生じる計数パルスはたかだか1個以下である。また、PLL内の直流増幅器のドリフトや特定パターンが入力となった場合の位相比較器出力電圧の偏移（パターン効果）等による可逆計数回路の誤動作は防ぐ必要がある。



$$E_0 = \frac{R_L}{32(R+2R_L)} (2^5 E_6 + 2^4 E_5 + 2^3 E_4 + 2^2 E_3 + 2^1 E_2 + 2^0 E_1)$$

図 3.19 梯子型抵抗回路

以上の2つの理由から計数パルスをつくる回路については、位相比較器出力電圧の絶対値  $|\phi_{es}|$  がある値  $\phi_{esd}$  以上 ( $\phi_{esd} > 0$ ) になると計数パルスを出し、それ以下では計数パルスを出さない

(このような計数パルスを出さない  $|\phi_{es}| < \phi_{esd}$  のゾーンを不感帯と呼ぶ) ような回路にすればよいことがわかる。図3.20に示す回路によりこの様な計数パルスを出す回路と制御信号を出す回路を構成し、この後段に図3.18, 図3.19の回路を縦続に接続して積分器を実現している。

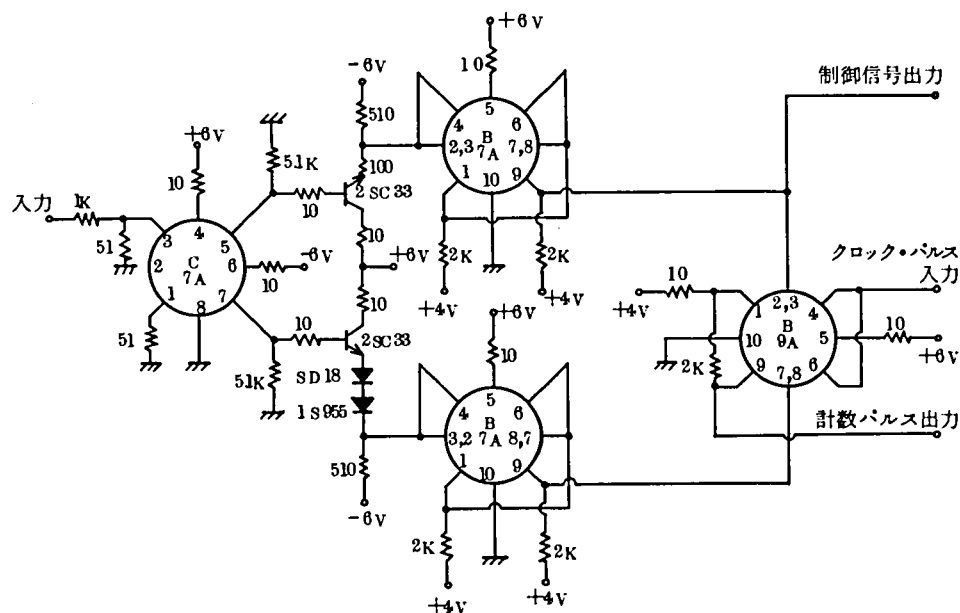


図 3.20 不感帯を持つ制御信号，計数パルス発生回路

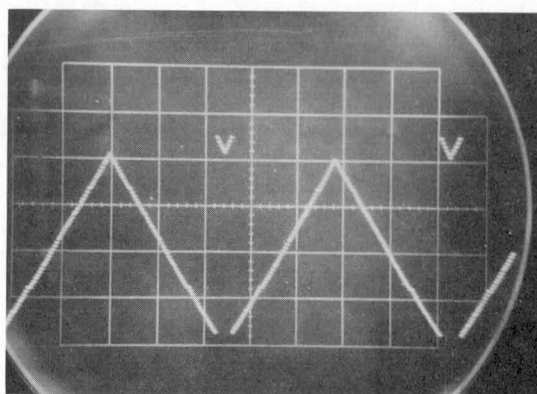
### (iii) 特 性

図 3.21 (a) に可逆計数回路と梯子型抵抗回路の特性を示す。これは図 3.18 の計数パルス入力端子にはパルス発生器から常に計数パルスを加え， $X$  端子を周期的に  $X=0 \leftrightarrow X=1$  と切り換えたものである。これより，入出力特性の直線性の良さや上昇特性と下降特性の対称性の良さがわかる。図 3.21 (b) は不感帯を持つ上昇特性を示す。これは，可逆計数回路の制御端子は  $X=0$  と固定し，図 3.20 の回路の入力端子に単極性の方形波を加えて積分器の上昇特性と不感帯の確認を行なったものである。入力端子電圧が零に近いところでは可逆計数回路が計数をしないので梯子型抵抗回路の出力電圧は変化しない。

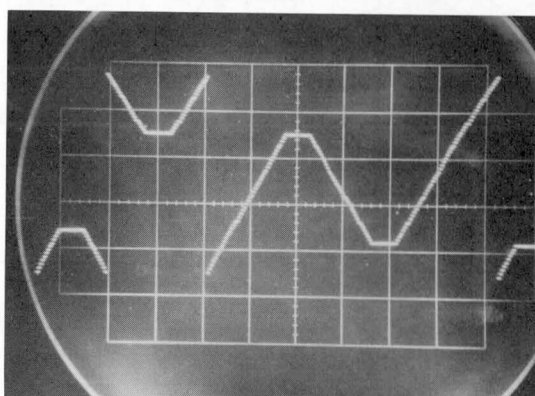
制御信号  $X$  の切り換えの時に生じる論理回路の識別不確定幅は外部制御回路の入力電圧換算にして  $\pm 1 \text{ mV}$  以下であり，実用上の問題にはならない。

このように可逆計数回路を使用した積分器は，

- ① 入出力特性の直線性が良い。
- ② 上昇特性と下降特性が一致している。



(a) 不感帯なし



(b) 不感帯あり

図 3.21 可逆計数回路を用いた掃引回路

など、回路設計が容易になるほか、

- ③ PLLが同期はずれ状態のときには、何らかの方法でこれを検出して直流を加えることによりスweep動作を行なう。

という特長もある。この様に、可逆計数回路を使用した積分器はPLLの定常位相誤差を抑圧するだけでなく、引き込み周波数範囲の拡大にも有用な回路である。

その結果、3.5で述べるようにいずれの形式をとっても良好な無定位制御特性をもつ搬送波同期回路を実現したが、(2)の形式のものは積分器の非直線性の改善が困難であることや量産に向いていないことが判明したので、最終的にW-40G方式用として(3)の形式を採用することにした。この場合には上記の欠点が容易に除かれるうえ、先に述べたように掃引回路としても使用できるので、同期時、非同期時にかかわらず秀れた動作を期待できる。

表3.2に周波数変動に対する対策として本章で検討した事項を一括して示した。



表 3.2 周波数変動に対する対策

方 法	具体的実現手段	評 価	判定
ミリ波局部発振器の周波数安定度をよくする。	水晶原振を逡倍して局部発信源とする。	回路構成が複雑・大形化するとともに信頼性に疑問がある。	△
ミリ波局部発振器に AFC をかける。	ミリ波帯の周波数弁別器を用いる。	弁別器の安定度が支配的となり効果に疑問がある。	×
	PSK 信号から AFC 信号を抽出する。	部品点数が多く回路構成が複雑化する。	△
搬送波同期回路に別途補助回路を付加する。	可逆計数回路を積分器として用い、これに掃引動作を兼ねさせる。	回路構成が簡単であり、かつ効果が大きい。	○

○：よい。  
△：ややよい。  
×：劣る。

### 3.4 回路設計法

これまでに述べたように W-40 G 方式用の搬送波同期回路としては、引込み周波数範囲、定常位相誤差特性、雑音特性（ジッタ特性）等の観点から考えて、再変調比較形同期検波回路に積分要素を付加した回路構成を適用するのが妥当と考えられる。

図 3.22 にその基本的な回路構成を示す。

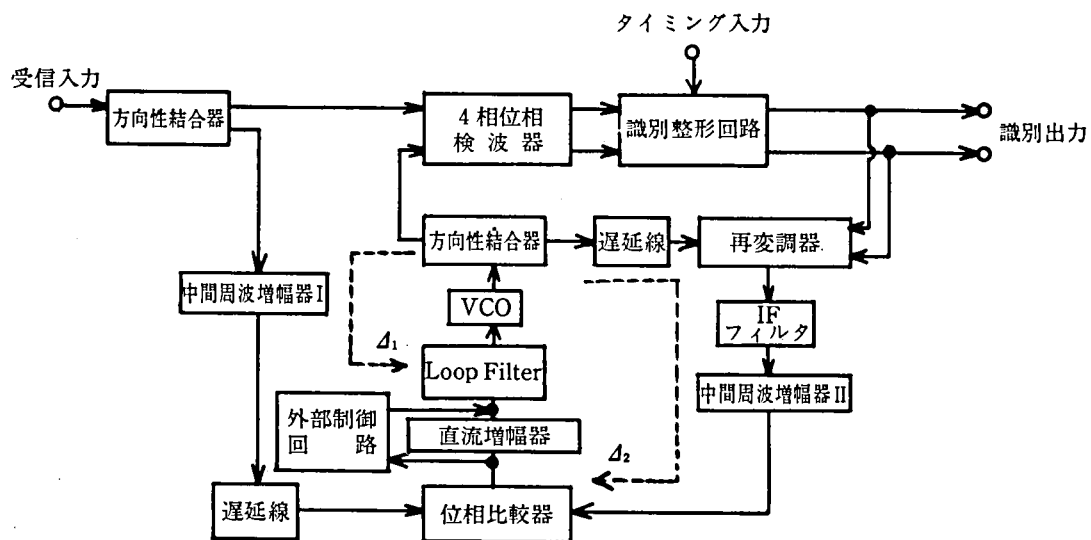


図 3.22 再変調比較形基準位相搬送波抽出回路

### 3.4.1 位相比較特性

いま、受信した4相PSK信号  $R(t)$  を次式で表わす。

$$R(t) = A_1 \sum_i g(t-iT) \{a_i \sin(\omega t + \theta) + b_i \cos(\omega t + \theta)\} \quad (3.12)$$

ここで、 $a_i, b_i$ ; 1 または -1

$T$  ; パルス繰返し周期

$A_1$  ; 搬送波の振幅

$g(t)$  ; 受信波形

$\omega, \theta$  ; 搬送波の角周波数および位相

また、復調用の基準搬送波を振幅  $A_2$ 、平均位相  $\hat{\theta}$  の正弦波とし、 $A_2 \sin(\omega t + \hat{\theta})$  と表わす。

図3.22に示したように  $R(t)$  は最初に4相位相検波器で互いに直交する2つの基準搬送波により復調され、 $D_1(t), D_2(t)$  なる2つの出力を生ずる。すなわち

$$D_1(t) = \frac{A_1 A_2}{2} \sum_i g(t-iT) \{a_i \cos(\theta - \hat{\theta}) - b_i \sin(\theta - \hat{\theta})\} \quad (3.13)$$

$$D_2(t) = \frac{A_1 A_2}{2} \sum_i g(t-iT) \{a_i \sin(\theta - \hat{\theta}) + b_i \cos(\theta - \hat{\theta})\}$$

$D_1(t), D_2(t)$  なる2つの出力は次段の識別回路で瞬時サンプルされ  $R_1(t), R_2(t)$  なる出力を生じる。

$$R_1(t) = \sum_j h(t-jT) \operatorname{sgn} \{D_1(jT)\} \quad (3.14)$$

$$R_2(t) = \sum_j h(t-jT) \operatorname{sgn} \{D_2(jT)\}$$

$$\text{ここで } h(t) = \begin{cases} 1 & -T/2 \leq t \leq T/2 \\ 0 & \text{else where} \end{cases}$$

$$\operatorname{sgn}(x) = \begin{cases} 1 & x > 0 \\ -1 & x < 0 \end{cases}$$

したがって再変調回路の出力  $M(t)$  は再変調回路への基準搬送波を  $A_3 \sin(\omega t + \hat{\theta}_1)$  とすると

$$M(t) = A_3 \{R_1(t) \sin(\omega t + \hat{\theta}_1) + R_2(t) \cos(\omega t + \hat{\theta}_1)\} \quad (3.15)$$

となる。再変調比較形搬送波同期回路では、抽出搬送波のジッタを抑えるため、再変調回路出力に伝送路の波形伝送特性に近い特性を有するフィルタを挿入している。このフィルタの  $h(t)$  に

対する応答を  $g(t)$  とすると、フィルタ出力  $F(t)$  は次式となり、これが位相比較器への入力となる。

$$F(t) = A_3 \sum_j g(t-jT) \left[ \text{sgn} \{D_1(jT)\} \sin(\omega t + \hat{\theta}_1) + \text{sgn} \{D_2(jT)\} \cos(\omega t + \hat{\theta}_1) \right] \quad (3.16)$$

一方、位相比較器への他の入力を受信 4 相 P S K 信号の分岐出力であり、これを  $R_c(t)$  とすると

$$R_c(t) = A_4 \sum_i g(t-iT) \{a_i \sin(\omega t + \theta_1) + b_i \cos(\omega t + \theta_1)\} \quad (3.17)$$

これから位相比較器出力は double frequency term を無視すると

$$V(t) = F(t) \times R_c(t) \quad (3.18)$$

ここで関数  $U_1, U_2, U_3, U_4$  を以下のように定める。

$$\begin{aligned} U_1(t) &= \sum_i a_i g(t-iT) \sum_j g(t-jT) \text{sgn} \{D_1(jT)\} \\ U_2(t) &= \sum_i a_i g(t-iT) \sum_j g(t-jT) \text{sgn} \{D_2(jT)\} \\ U_3(t) &= \sum_i b_i g(t-iT) \sum_j g(t-jT) \text{sgn} \{D_1(jT)\} \\ U_4(t) &= \sum_i b_i g(t-iT) \sum_j g(t-jT) \text{sgn} \{D_2(jT)\} \end{aligned} \quad (3.19)$$

このとき  $V(t)$  は以下のように表わせる。

$$V(t) = \frac{A_3 A_4}{2} [\{U_2(t) - U_3(t)\} \sin(\varphi - \delta) + \{U_1(t) + U_4(t)\} \cos(\varphi - \delta)] \quad (3.20)$$

ここで  $\varphi = \theta - \hat{\theta}$ ,  $\delta = \Delta_1 - \Delta_2$  であり、 $\Delta_1, \Delta_2$  は図 3.22 に点線で示した径路に沿った位相回転を表わしている。

いま、ループの帯域幅  $W_L$  がパルス繰り返し周波数に比べて充分狭い、すなわち  $W_L \ll 1/T$  が成り立つとすると、ループフィルタの出力  $\bar{V}(\varphi)$  は次式となる。

$$\begin{aligned}
\bar{V}(\varphi) &= \overline{\sum_i} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} V(t) dt \\
&= \frac{k}{T} \overline{\sum_i} \left[ \sin(\varphi - \delta) \int_{-T/2}^{T/2} \{U_2(t) - U_3(t)\} dt + \cos(\varphi - \delta) \int_{-T/2}^{T/2} \{U_1(t) + U_4(t)\} dt \right] \\
&\quad \text{ただし } k = \frac{A_3 A_4}{2}
\end{aligned} \tag{3.21}$$

従って、位相  $\varphi$  について  $\bar{V}(\varphi)$  を計算すれば位相比較特性が求められる。簡単のため帯域制限がない場合について  $\bar{V}(\varphi)$  を求めてみよう。このとき  $g(t) = h(t)$  と考えてよいから、上に述べた諸式から

$$\begin{aligned}
\bar{V}(\varphi) &= k \overline{\sum_i} \{ \text{sgn}(a_i \sin \varphi + b_i \cos \varphi) \{a_i \sin(\varphi - \delta) + b_i \cos(\varphi - \delta)\} \\
&\quad + \text{sgn}(a_i \cos \varphi - b_i \sin \varphi) \{a_i \cos(\varphi - \delta) - b_i \sin(\varphi - \delta)\} \}
\end{aligned} \tag{3.22}$$

これを  $(a_i, b_i)$  の4つの状態、すなわち  $(1, 1)$ ,  $(1, -1)$ ,  $(-1, -1)$ ,  $(-1, 1)$  について計算すると図 3.23 に示すような鋸歯状の位相比較特性が得られる。

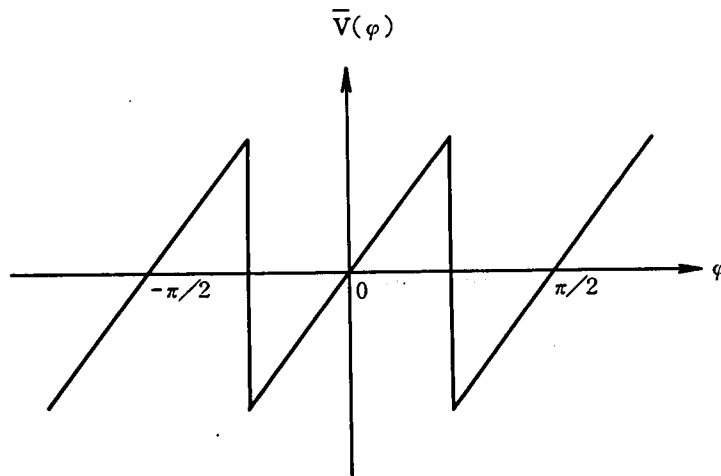


図 3.23 再変調比較形同期回路の位相比較特性

### 3.4.2 定常位相誤差特性

4 相 P S K 信号用再変調比較形搬送波同期回路の位相比較特性は逆変調形式と同様に、 $\phi = (2m+1) \cdot \pi/4$  ( $m = 0, \pm 1, \pm 2 \dots$ ) に安定点を有する図 3.23 のような鋸歯状位相比較特性となるが、このような系では安定点近傍の位相比較特性が直線とみなせることから、定常位相誤差特性や制御特性等の解析にあたって線形モデルを用いるのが一般的である<sup>(22)</sup>。

いま、文献 22 の方法に従って図 3.22 の回路構成を遅延時間を繰込んだ形で表わし (図 3.24)、さらにこれを変動要素をも含めてラプラス変換を行なった形で表示すると図 3.25 となる。

ここで各記号は

- $\tau_H$  ; 図 3.24 の a から b までの遅延時間
- $\tau_P$  ; 位相比較器で生ずる遅延時間
- $\tau_V$  ; V C O で生ずる遅延時間
- $\tau_R$  ; 再変調器および増幅回路で生ずる遅延時間
- $\tau_D$  ; 復調器および識別器で生ずる遅延時間
- $\tau_1, \tau_2, \tau_3$  ; 遅延線での遅延時間
- $K_p$  ; 位相比較器の感度
- $K_v$  ; V C O の感度
- $F(s)$  ; メインループのループフィルタの伝達関数
- $A(s)$  ; 副ループの伝達関数

であり、また変動要素については

- $\Delta\omega_i/s^2$  ; 受信入力信号の周波数変動
- $\Delta\theta_i/s$  ; 受信入力信号の位相変動
- $\Delta\omega_0/s^2$  ; V C O 出力信号の周波数変動
- $\Delta\theta_0/s$  ; V C O 出力信号の位相変動
- $\Delta v_p$  ; 位相比較器の出力電圧変動
- $\Delta\theta_R$  ; 再変調器の変調位相誤差
- $\Delta\theta_1, \Delta\theta_2, \Delta\theta_3$  ; 遅延線  $\tau_1, \tau_2, \tau_3$  による位相誤差

を表わすものとする。

このとき図 3.25 の各点での位相変化をそれぞれ  $\Theta_i(s)$ ,  $\Theta_0(s)$ ,  $\Phi_i(s)$ ,  $\Phi_0(s)$ ,  $\Psi_i(s)$ ,  $\Psi_0(s)$ ,  $V_P(s)$  とすると次の式が成り立つ。

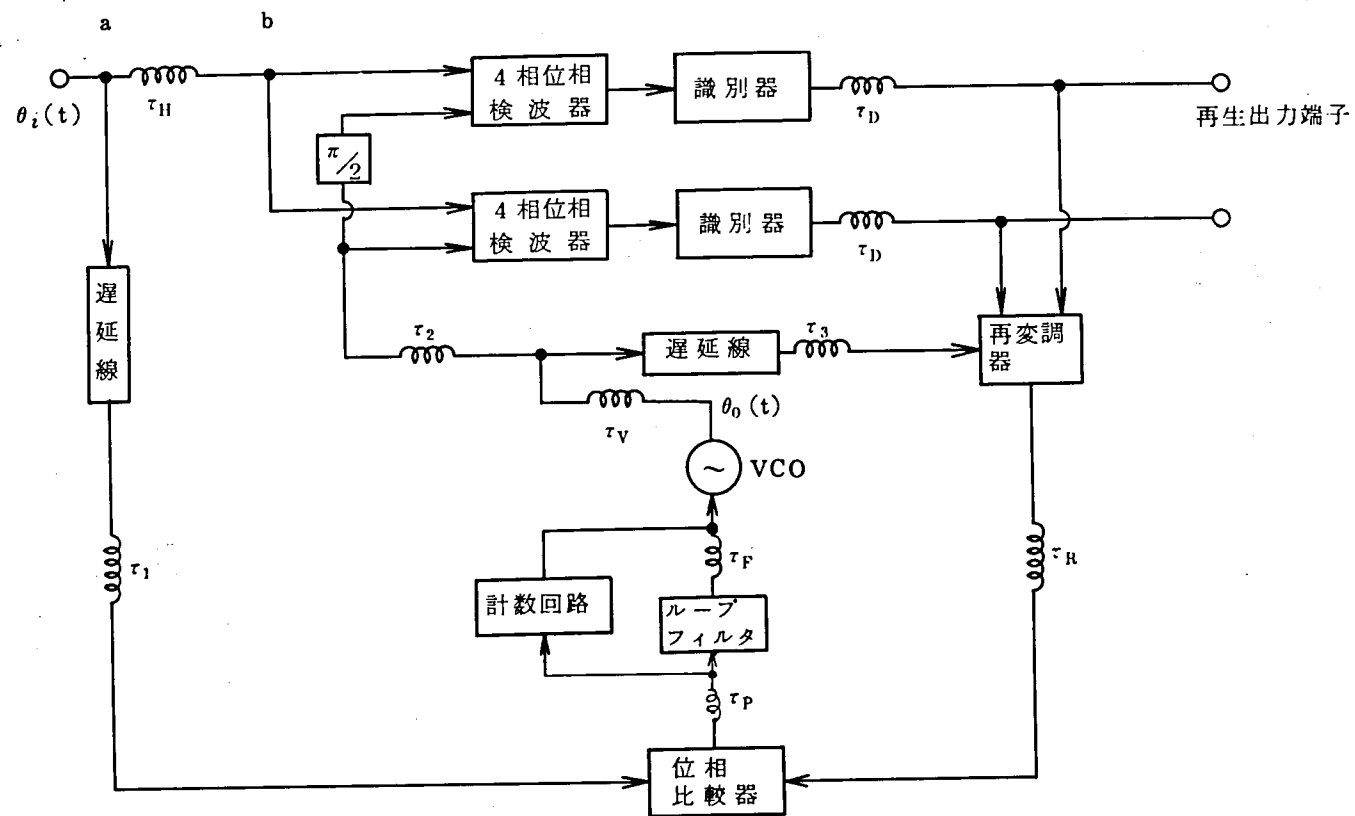


図 3.24 各遅延要素を含めた表示の再変調比較形同期回路

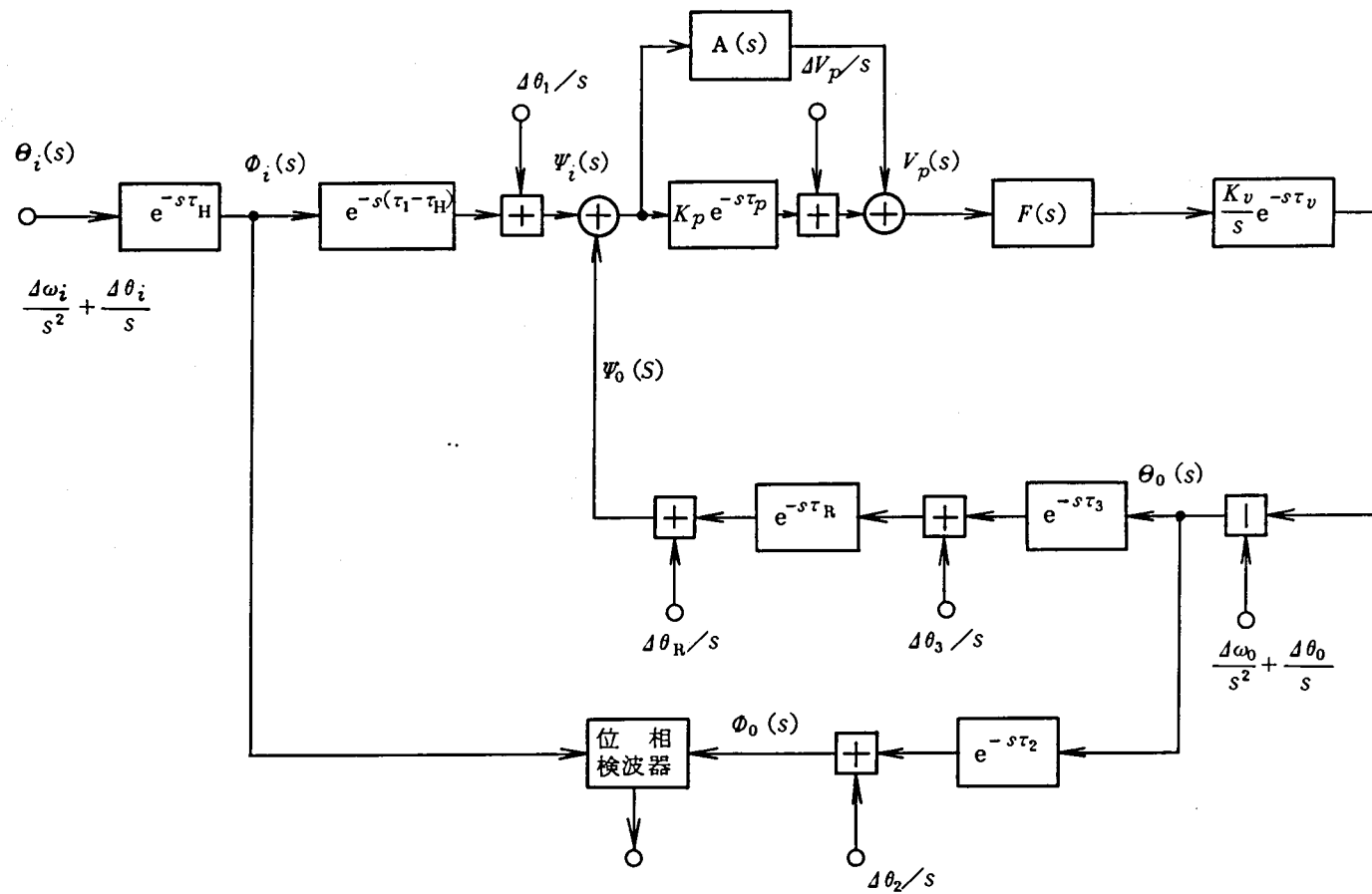


図 3.25 小振幅動作における動作モデル

$$\left\{ \begin{array}{l} \theta_i(s) = \frac{\Delta\omega_i}{s^2} + \frac{\Delta\theta_i}{s} \\ \phi_i(s) = e^{-s\tau_H} \theta_i(s) \\ \phi_0(s) = \frac{\Delta\theta_2}{s} + e^{-s\tau_2} \theta_0(s) \\ \psi_i(s) = \frac{\Delta\theta_1}{s} + e^{-s(\tau_1-\tau_H)} \phi_i(s) \\ \psi_0(s) = \frac{\Delta\theta_M}{s} + e^{-s\tau_R} \left\{ \frac{\Delta\theta_3}{s} + e^{-s\tau_3} \theta_0(s) \right\} \\ V_p(s) = \frac{\Delta v_p}{s} + \{A(s) + K_p e^{-s\tau_p}\} \{\psi_i(s) - \psi_0(s)\} \\ \theta_0(s) = \frac{\Delta\omega_0}{s^2} + \frac{\Delta\theta_0}{s} + \frac{K_v}{s} e^{-s\tau_v} F(s) V_p(s) \end{array} \right\} \quad (3.23)$$

これから  $\theta_0(s)$  を求めると

$$\begin{aligned} \theta_0(s) = & \frac{1}{1 + F(s) \frac{K_v}{s} \{A(s) + K_p e^{-s\tau_p}\} e^{-s(\tau_v+\tau_R+\tau_3)}} \left\{ \frac{\Delta\omega_0}{s^2} + \frac{\Delta\theta_0}{s} \right. \\ & + \frac{F(s) \Delta v_p K_v}{s^2} e^{-s\tau_v} - F(s) \{A(s) + K_p e^{-s\tau_p}\} \frac{\Delta\theta_3 \cdot K_v}{s^2} e^{-s(\tau_L-\tau_p-\tau_3)} \\ & \left. + F(s) \frac{K_v}{s} e^{-s\tau_v} \{A(s) + K_p e^{-s\tau_p}\} \left\{ \frac{\Delta\theta_1 - \Delta\theta_R}{s} + e^{-s\tau_1} \left( \frac{\Delta\omega_i}{s^2} + \frac{\Delta\theta_i}{s} \right) \right\} \right\} \end{aligned} \quad (3.24)$$

$$\text{ただし } \tau_L = \tau_p + \tau_v + \tau_3 + \tau_R$$

よって復調器入力端での定常位相誤差  $\varphi_{es}$  を求めるには、最終値の定理を用いて

$$\varphi_{es} = \lim_{s \rightarrow 0} s \phi_e(s) = \lim_{s \rightarrow 0} s \{\phi_i(s) - \phi_0(s)\} \quad (3.25)$$

を計算すればよい。したがって

$$\begin{aligned} \varphi_{es} = & \frac{1}{K_v F(0) \{A(0) + K_p\}} \{ \Delta\omega_i - \Delta\omega_0 - K_v F(0) \Delta v_p \} \\ & - (\Delta\theta_1 - \Delta\theta_R - \Delta\theta_3 + \Delta\theta_2) + \Delta\omega_i \tau_E \end{aligned} \quad (3.26)$$

$$\text{ただし } \tau_E = \tau_1 - \tau_H - (\tau_R + \tau_3 - \tau_2)$$

いま  $A(0) = 0$ , すなわち積分要素がない場合を考えると  $F(0) = 1$  として



$$\varphi_{es'} = \Delta\omega_i \left( \frac{1}{K_v K_p} + \tau_E \right) - \frac{\Delta\omega_0}{K_v K_p} - \frac{\Delta v_p}{K_p} + \Delta\theta_R - (\Delta\theta_1 + \Delta\theta_2 - \Delta\theta_3) \quad (3.27)$$

となる。

次に積分要素を副ループに入れた場合を考えると、

$$A(s) = \frac{K_a}{s} \cdot \frac{s+q}{s+p} \quad (3.28)$$

であるから  $A(0) = \infty$  となり、その結果  $\varphi_{es}$  は

$$\varphi_{es} = \Delta\theta_R - (\Delta\theta_1 + \Delta\theta_2 - \Delta\theta_3) + \Delta\omega_i \tau_E \quad (3.29)$$

と表わされる。

本式により無定位制御形式の搬送波同期回路では単に入力周波数変動に起因する定常位相誤差だけでなくVCOの周波数変動や位相比較器のドリフト等による位相誤差をも抑圧できることが明らかである。

つぎに式(3.29)の  $\Delta\omega_i \tau_E$  について検討する。再変調比較形搬送波同期回路では、いったん復調・識別されたベースバンド信号でVCO出力を変調し、これを受信信号と対応するビット毎に位相比較して制御信号を得ているため、位相比較器入力端で再変調信号と受信信号のビットが対応していることが必要である。また比較器入力端で実現されている再変調信号と受信信号の搬送波の位相差を周波数変動等があってもそのまま復調器入力端で再現するためには比較器から左廻り及び右廻りで検波器に至る2つの経路長に一定の関係が成立していることが必要である。これらを列記すると

$$\tau_1 = \tau_H + \tau_D + \tau_R \quad (3.30)$$

$$(\tau_1 - \tau_H) - (\tau_3 + \tau_R - \tau_2) = \pm 2n\pi/\omega_c \quad (3.31)$$

ただし  $n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$

となる。従って  $n = 0$  の場合を考え、かつ遅延線の設定誤差を  $\tau_E$  とすると、これはすなわち式(3.26)となるが、通常は調整によりほぼ  $\tau_E \cong 0$  と設定されるので  $\Delta\omega_i \tau_E$  の項は考慮しなくてよいと考えられる。従って定常位相誤差としては再変調器の変調誤差  $\Delta\theta_R$  と遅延線の温度変化等によって発生する位相誤差  $\Delta\theta_1, \Delta\theta_2, \Delta\theta_3$  のみを考えればよいわけであるが、実際には副ループに挿入する積分要素がデジタル的な積分しか行なわれないので、その不完全分  $\Delta I$  を余分に見込んでおく必要がある。したがって想定される定常位相誤差  $\varphi_{es}^T$  は

$$\varphi_{es}^T = |\Delta\theta_R| + |\Delta\theta_1 + \Delta\theta_2 - \Delta\theta_3| + |\Delta I| \quad (3.32)$$

となる。また計数回路のステップ数  $n$  とループゲイン  $K (= K_v K_p)$  の間には次の関係が成り立つ。

$$n \times \Delta I \geq \frac{\Delta\omega_i + \Delta\omega_o}{K} \quad (3.33)$$

### 3.4.3 同期引込み特性

図3.25に示すように搬送波同期回路はいくつもの遅延時間要素を含む系として表わされるが、これらを一つにまとめると図3.26に示す等価回路として表現できる。ただし、ここでは応答の遅い副ループについては省略している。いま、ループフィルタは2次の位相遅れフィルタとし、その伝達特性を

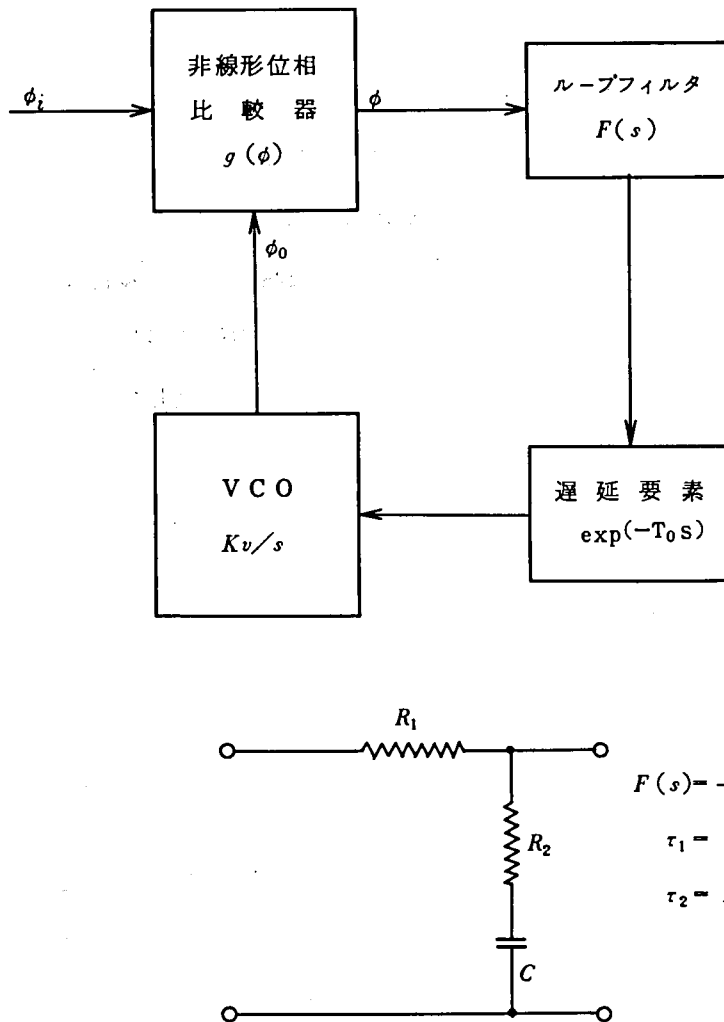


図 3.26 同期回路の等価回路

$$F(s) = \frac{1 + \tau_2 s}{1 + \tau_1 s} \quad (3.34)$$

とすると、系の制御過程を表わす基本方程式は次式で表わされる。

$$(1 + \tau_1 s) s(\phi - \phi_i) = -K_v K_p (1 + \tau_2 s) e^{-T_0 s} g(\phi) \quad (3.35)$$

ここで、 $T_0$  はループ内で生ずる遅延時間の総和であり、ループ固有の遅延時間は含まないものとする。また  $K_v g(\phi)$  は非線形位相比較器の特性を表わす関数で  $K_p$  はその感度を示す。電圧制御発振器 (VCO) の伝達関数は  $K_v/s$  であり、 $K_v$  はその感度を示すものとする。

式 (3.35) は、位相同期ループの動特性を示す基本方程式であり、これからループの引込み特性を求めることができる<sup>(23)</sup>。一方、遅延時間を含む位相同期系の引込み周波数範囲については、遅延時間の影響により、その引込み周波数範囲が狭められることが指摘されていたが<sup>(5)(23)(24)</sup>、比較特性が鋸歯状の場合については不明であった。大黒は同期系の制御過程を表わす非線形微分方程式 (3.35) を摂動法を用いて解く新たな方法を考案し、フーリエ級数展開が可能な非線形位相比較特性をもつ位相同期系の一般的な解を求めている<sup>(4)</sup>。

これによれば遅延時間  $\tau$  を含む鋸歯状比較特性の引込み周波数範囲は式 (3.5) で表わされる。

この様子を遅延時間  $\tau$  をパラメータとして示したのが図3.27である。これから判るように、ある  $\tau$  が与えられると得られる最大の引込み周波数範囲 ( $\Delta f_{p\max}$ ) が一義的に定まりその値は

$$\Delta f_{p\max} \tau = \frac{1}{4(3 + \sqrt{3})} \quad (3.36)$$

となる。従って  $\tau = 10 \text{ ns}$  程度としてもその時の最大引込み周波数範囲は  $\pm 5.3 \text{ MHz}$  程度にしかない。

したがって所望の引込み周波数範囲を得ようとする場合は、先に述べたように非同期時に VCO を掃引し、入力周波数を探索して引込みを得る方法を用いる。

このように掃引回路を付加回路として用いた同期回路系を設計するには以下の2つの設計条件を満たさねばならない。

1. (3.36) 式を用いて  $\Delta\omega_p > 0$  なるように  $m, K, \tau$  の関係を定める。
2.  $(\omega_s \cdot V_s) / \omega_n^2 \leq 1/2$  (3.37)

ただし  $\omega_s$  ; スイープ角周波数

$V_s$  ; スイープ幅

$\omega_n$  ; Natural Frequency

$m$  ;  $\frac{R_2}{R_1 + R_2}$

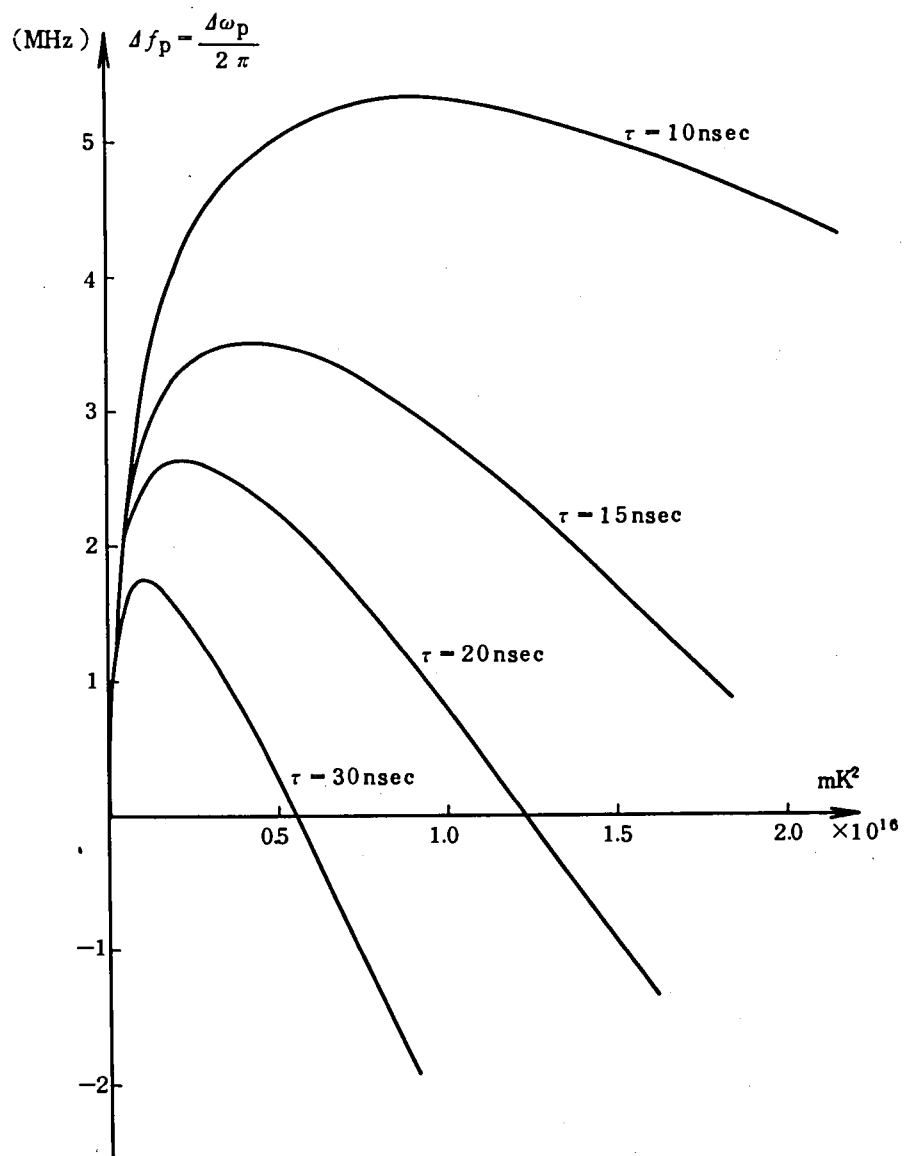


图 3.27 引込周波数範圍（鋸齒狀比較特性）

ここで1の条件は付加回路がない場合のループの引込み周波数範囲  $\Delta\omega_p$  をプラスに設計することにより、いわゆる引込み範囲のヒステリシス現象<sup>(4)(24)</sup>を避け、掃引時に確実に引込みを達成させるための条件である。

また2は掃引によって引込みを行なう場合の引込み達成の確率が100%となるための条件である<sup>(8)</sup>。すなわち文献(25)に依れば掃引を行なった時、確実に引込むか否かは、その時の位相、周波数等の初期条件やループの  $S/N$  (Signal to Noise Ratio), ダンピングファクター等によって確率的に決定されるものであることが知られており、現在のところこれらのパラメータに対して確実に引込みを行なわせるための設計式は実験的なものしか得られていない。(図3.28) ここでは  $S/N=\infty$ , ダンピングファクター  $\zeta=0.707$  に対して100%の引込み確率をもつよう設計を行なった。

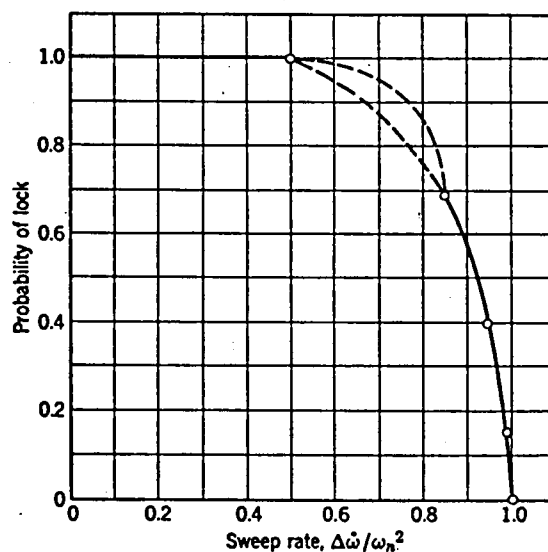


図 3.28 掃引による引込みの確率<sup>(8)</sup>  
(2次ループ,  $\zeta=0.707$ , 雑音なし)

#### 3.4.4 ループ安定性

まず安定性に関する検討の手始めとして図3.29のように回路をモデル化し、その副ループを除いた系に着目してみる。遅延時間を含みループフィルタとして位相遅れフィルタを用いた2次の系の安定性ならびに制御特性についてはすでにかなり詳細な検討が行なわれており<sup>(3)(26)</sup>, ループゲイン  $K$ , 遅延時間  $\tau$ , ループフィルタ定数  $\tau_{10}$ ,  $\tau_{20}$  がわかればダンピングファクタ  $\zeta$  がグラフ

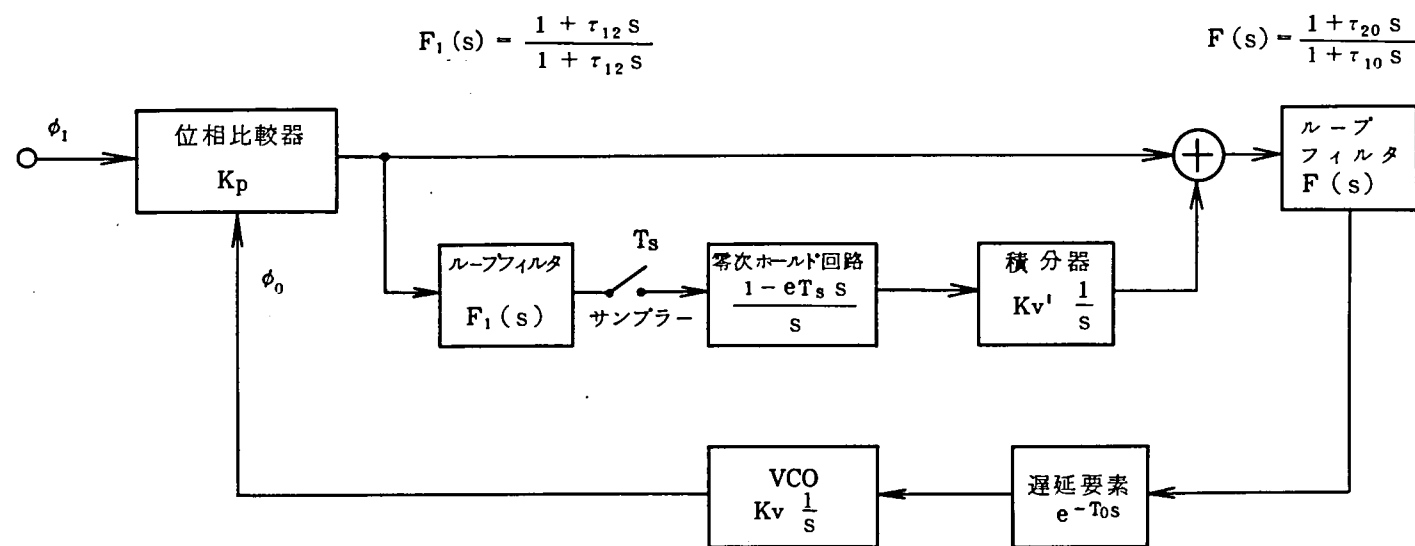


図 3.2.9 無定位形同期回路の解析モデル

より求めることができる。しかしながら文献 (27) にも示されているように

$$\tau_{10} \gg \tau_{20} \gg K^{-1} \quad (3.38)$$

という条件が成り立てば、遅延を含まない場合のダンピングファクタ  $\zeta$  をそのまま用いても実用的にはほとんど差しつかえなく

$$\left. \begin{aligned} \tau_{10} &= \frac{K}{\omega_n^2} \\ \tau_{20} &= \frac{2\varphi}{\omega_n} \end{aligned} \right\} \quad (3.39)$$

として設計することが可能である。

次に副ループを付加した場合について考察してみる。この場合は同期系内に 2 つの積分器を含むため動作が複雑になり、うまく設計しないと不安定な系となるおそれがある。

これについては数学的モデルを簡単にするため、ループフィルタ  $F_1(S)$  を通過した信号にくらべて、サンプラのサンプリング周期が十分に速いと仮定し零次ホールド回路を遅延要素でおきかえ、得られた特性方程式に対しラウスの安定判別法を適用して安定性を確保することが可能である<sup>(27)</sup>。

#### 3.4.5 抽出雑音特性

先に述べたようにループ内に遅延時間要素を含む場合においても条件 (3.38) が満足されればループの雑音帯域幅  $B_L$  はダンピングファクタ  $\zeta$ 、自然角周波数  $\omega_n$  を用いて (3.40) のように

$$B_L = \frac{\omega_n}{2} \left( \zeta + \frac{1}{4\zeta} \right) \quad (3.40)$$

表わされる<sup>(4)</sup>。一方、抽出搬送波のジッタ  $\overline{\theta_{n0}^2}$  は

$$\overline{\theta_{n0}^2} = \frac{P_N}{P_s} \cdot \frac{B_L}{B_i} \quad (3.41)$$

$P_N$ ; 入力端での雑音電力

$P_s$ ; 入力端での信号電力

$B_i$ ; 入力端の雑音帯域幅

であるから<sup>(8)</sup>、これらの式から許容  $\overline{\theta_{n0}^2}$  に対する  $B_L$  の値を引込み周波数範囲を考慮して決定し  $\zeta$ 、 $\omega_n$  を求めればよい。

また、再変調器の後の伝送路等価フィルタとしては  $\pm 235$  MHz (3 dB 下り) の 5 段トムソン

フィルタを用いるのが望ましい。

すなわち、このフィルタは再変調器出力である立上りの速い変調波に伝送路の波形伝送特性にできる限り近似した帯域制限特性を与えることにより、位相比較器出力に生ずる雑音成分を可能な限り小さく抑える為のものである。

W-40 G 方式の波形伝送系は近似零交叉形を採用している<sup>(28)</sup>。従って再変調器出力端に用いるフィルタも可能な限り簡単な構成で、できるだけ近似零交叉波形に近い波形整形を行なえるものが望ましい。ここでは比較的簡単と考えられる  $\pm 230$  MHz の単同調フィルタと  $\pm 235$  MHz の 5 段トムソンフィルタを用いた時の出力波形を近似零交叉波形と比較を行なった。結果を図 3.30 に示す<sup>(29)</sup>。

これから  $\pm 235$  MHz の 5 段トムソンフィルタが伝送路等価フィルタとして優れていることがわかる。

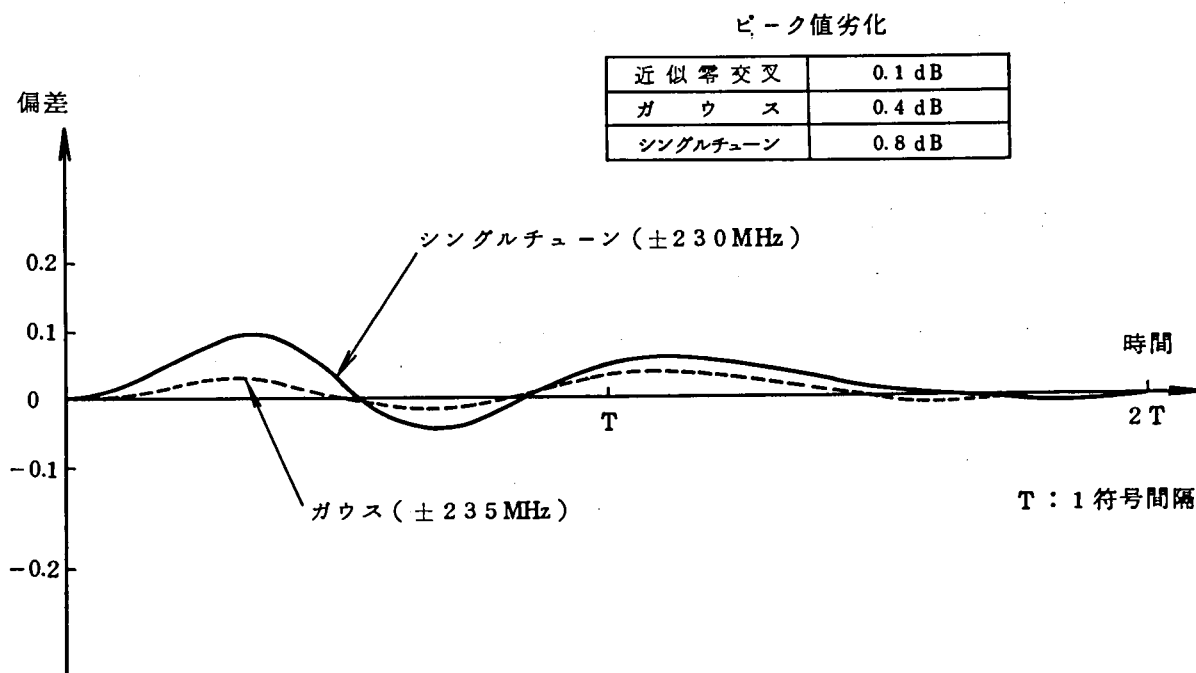


図 3.30 位相比較用フィルタ出力と近似零交叉波形との偏差



### 3.4.6 設 計 手 順

これまでの説明にもとづき以下に W-40 G 方式用搬送波同期回路の設計を行なってみよう。

1. まず、同期ループの一巡遅延時間  $\tau$  ( $\tau = \tau_3 + \tau_R + \tau_P + \tau_V$ ) がどの程度になるかが問題となる。現在の各回路の実現性から考えて 15 ns ~ 20 ns が妥当と考えられるが、ここでは  $\tau = 20$  ns として設計を行なうものとする。

2. ループフィルタの定数  $\tau_{10}$ ,  $\tau_{20}$  とループゲイン  $K$ , ダンピングファクタ  $\zeta$ , 自然角周波数  $\omega_n$  の関係は式 (3.42) で表わされる。

$$\tau_{10} = \frac{K}{\omega_n^2} \quad \tau_{20} = \frac{2\zeta}{\omega_n} \quad (3.42)$$

いま,  $m = \tau_{20}/\tau_{10}$  とすると

$$m = \frac{2\zeta\omega_n}{K} \quad (3.43)$$

であるから,  $\zeta = 0.707$  と設定すると

$$mK = 1.414 \omega_n \quad (3.44)$$

3. 次に絶対的な同期引込みを起させる条件として式 (3.45) を定める。<sup>(4)</sup>

$$\tau_{20} = 20\tau \quad (= 4 \times 10^{-7}) \quad (3.45)$$

したがって,

$$\omega_n = \frac{2\zeta}{20\tau} \quad (= 3.5 \times 10^6) \quad (3.46)$$

$$mK = \frac{1}{10T} \quad (= 5 \times 10^6) \quad (3.47)$$

4. いま引込み周波数範囲を最大とするように系を設計するとすれば, その時の条件は (3.48) で表わされ<sup>(4)</sup>

$$\sqrt{m} K = 0.95 \frac{1}{\tau} \quad (3.48)$$

従って (3.47) (3.48) より

$$\left. \begin{aligned} m &= 1/90 \\ K &= 4.4 \times 10^8 \end{aligned} \right\}$$

5. 以上より引込み周波数範囲  $\Delta f_p$  は式 (3.5) より

$$\Delta f_p = \pm 2.6 \times 10^6 \text{ [Hz]}$$

となる。

6. 次にループ雑音帯域幅  $B_L$  を求めると、これは式 (3.40) (3.46) より  $\zeta = 0.707$  であるから

$$B_L = 1.86 \times 10^6 \text{ [Hz]}$$

となる。

一方、ループのジッタの r.m.s. 値  $\overline{\theta_{no}^2}$  は式 (3.41) で与えられる。いま回線の最悪状態における  $C/N$  比を 12 dB と仮定すると、復調器入力端における帯域幅  $B_i$  を 400 MHz として

$$\overline{\theta_{no}^2} = 0.043^\circ \text{ rms}$$

となる。

7. 次に定常位相誤差  $\varphi_{es}^T$  に関しては

$$\varphi_{es}^T = |\Delta\theta_R| + |\Delta\theta_1 + \Delta\theta_2 - \Delta\theta_3| + |\Delta\omega_i \tau_E| + |\Delta I|$$

と表わされるから、これを各々のハードウェアの実現性を考慮して配分する。

8. 掃引回路のスweep角周波数  $\omega_s$ 、スweep幅  $V_s$  を次式を満たすように定める。

$$\frac{\omega_s \cdot V_s}{\omega_n^2} \leq \frac{1}{2}$$

9. 副ループの設計を行なう。

### 3.4.7 回路構成

これまでの検討結果にもとづいて図3.31に示すような W-40 G 方式用搬送波同期回路を構成した。以下に各部回路について述べる。

#### 1. 4 相位相検波器

受信した 4 相差動 P S K 信号を抽出された基準搬送波で同期検波することにより 2 系列の復調されたベースバンド信号を得るためのものであり、2つの位相検波器を中心として分岐回路、移相器から構成されており、信頼性の向上、小型化等の観点からすべて I C 化されている。また位相検波器としてはリング形のものをを用い、かつ温度変動によるドリフト等の影響を避けるため全

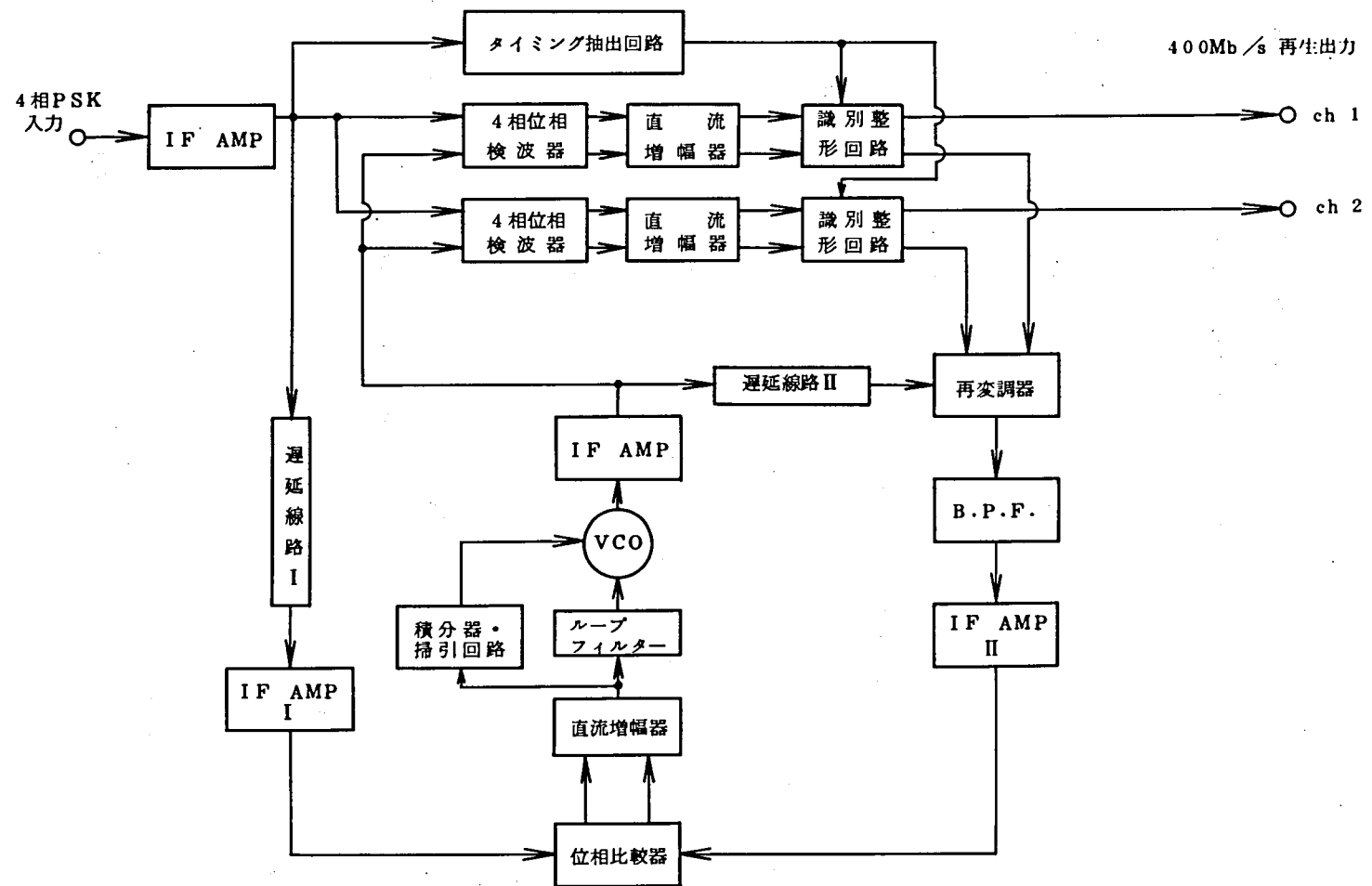


図 3.3 1 W-40 G 方式用搬送波同期回路の構成

て差動形式とした。<sup>(30)</sup>

## 2. 直流増幅器<sup>(30)</sup>

4 相位相検波器の出力である 2 系列のベースバンド信号を増幅するためのもので、DC~400 MHz までほぼ平坦な周波数特性を有している。また本回路も検波器と同様に差動形式をとっており、かつ IC 化されている。

## 3. 識別整形回路<sup>(30)</sup>

直流増幅器出力である雑音を含んだ検波信号を一符号間隔 (2.5 ns) 毎に検波アイの中心でサンプリングし、1 か 0 かを判定した後、立上り時間が早くオーバーシュートやパターンジッタの少ないベースバンドパルス信号を得て、これを再生出力、或いは再変調器駆動用として用いるためのものである。回路は直流増幅器や位相検波器と同じく温度変化によるドリフトを減少させるため差動形式をとっており、またこの形式をとることによって識別感度の向上 (約 6 dB) をはかっている。主な特性は次の通りである。

- (1) 識別感度 20 mV 以下
- (2) 閾値ドリフト 5 mV 以下 (0°C~40°C)
- (3) 出力レベル  $-1.5 V_{op}$
- (4) 出力パルス立上り時間 500 ps 以下

## 4. 再変調器<sup>(30)</sup>

識別整形回路からの再生出力を受けて、VCO の出力を変調し、受信信号と同じ PSK 信号を得るためのものでリング形式を用いている。主なる特性は以下の通りである。

- (1) 立上り時間 500 ps 以下
- (2) 変調角度誤差  $\pm 1.5^\circ$  以下
- (3) 変調振幅偏差  $\pm 0.2$  dB 以下

## 5. 位相比較器

再変調器出力と受信信号との位相を比較し、位相差に相当する電圧を検出して制御電圧として VCO へ帰還するための回路である。

回路は位相検波器と同じく差動型のリング形検波器とその後段に直流増幅器を接続した構成をとっており、やはり IC 化されている。

## 6. 電圧制御発振器 (VCO)

バラクタ・ダイオードを可変容量素子として用いた発振回路に中間周波増幅器を接続した構成をとっており、以下の特性を有する。

- (1) 感度 40 MHz/V

(2) 出力レベル 16 dBm

(3) 周波数安定度  $5 \times 10^{-4}$  以内 (0~40°C)

#### 7. 積分器, 掃引回路

先に述べたように定常位相誤差の減少および引込み周波数範囲の拡大のために付加されたものである。

#### 8. 遅延線路 I

受信された PSK 信号が復調されて再変調器を駆動し位相比較器に到るまでに要する時間だけ受信信号を遅延させることにより, 位相比較器入力端での受信信号と再変調信号の時刻を一致させるためのものである。温度変動による遅延線路の遅延時間の変動を極力小さく抑えるため, ここでは温度による遅延時間変動の傾向が正 (遅れ) の特性を有するセラミック基板上の遅延線路と, 負 (進み) の特性を有する 4 フッ化テフロンを用いた同軸ケーブルの 2 種類の線路を適当な比率で混合して用いることにより, 温度変動の小さな遅延線路を実現している。

#### 9. 遅延線路 II

周波数変動に対する同期系の定常位相誤差特性ならびに系の引込み特性の改善を図るためのものであり, 遅延線路 I の遅延時間から再変調器, 帯域通過フィルタによって生ずる遅延時間を差引いた時間に等しくなるよう設定される。構成は遅延線路 I と同じく混合線路である。

#### 10. 中間周波増幅器 I, II

受信された PSK 信号ならびに再変調器出力信号を増幅し, 位相比較器に必要なレベルにまで高めるためのものである。中間周波増幅器は図 3.32 に示すように  $-10^{\circ}\text{C} \sim 40^{\circ}\text{C}$  の温度変化に対し約  $5^{\circ}$  程度の 1 次傾斜の傾向を有する位相変動があり, これは直接定常位相誤差の原因となる。ここでは増幅器 I と II にほぼ同じ特性を有するものを用いると同時に, これらを極めて接近した位置に実装することにより温度環境を同一にし, 位相変動の補償を行なっている。

#### 11. タイミング抽出回路<sup>(30)</sup>

本回路は受信 PSK 信号の包絡線を 2 乗検波してタイミング波を抽出し, これをタンク, 周波数変換型 PLO を用いて位相同期したタイミング波を得る方式をとっている。本方式に依ればタイミング波の抽出は搬送波同期回路の状態に依存しないで達成することができるので都合がよい。

### 3.5 搬送波同期回路の特性

これまでに述べた方針に従って構成した 400 MB 4 相 PSK 信号伝送用搬送波同期回路の特性について述べる。

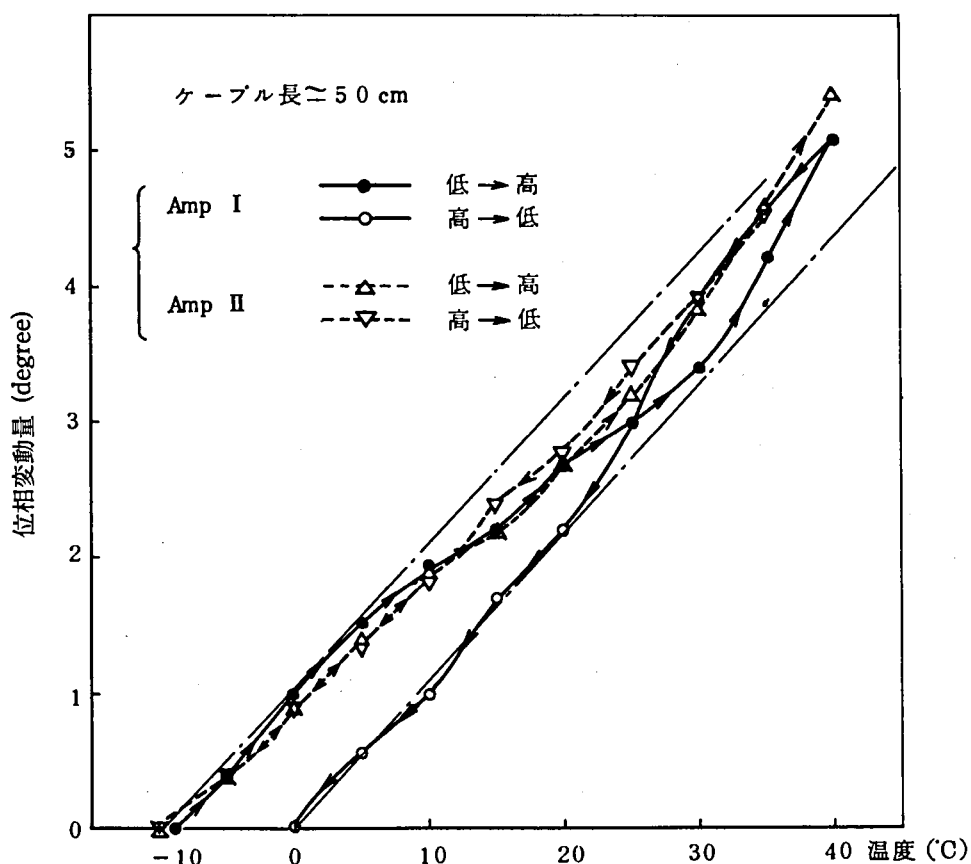


図 3.3 2 中間周波増幅器の位相変動

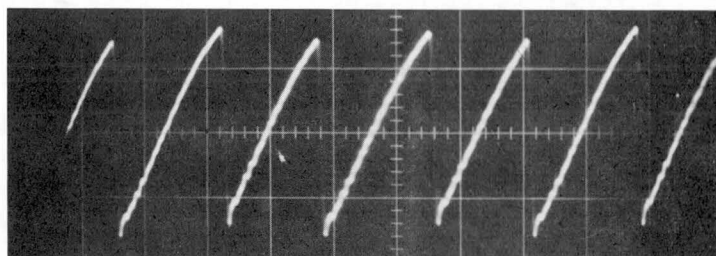
### 3.5.1 位相比較特性

3.4 節で述べたように再変調比較形搬送波同期回路では位相比較特性は鋸歯状を呈する。図 3.33(a) に無変調入力信号 (CW) に対する位相比較特性を、図 3.33(b) に  $2^{15}-1$  ビットの繰り返し周期をもつ M 系列符号を用いて変調した PSK 信号に対する位相比較特性を示す。

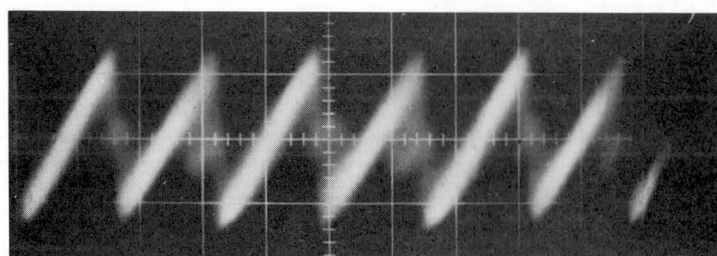
### 3.5.2 定常位相誤差特性

3.3.3 で述べたように定常位相誤差を抑圧するための積分器として、トランスフラクサを用いる形式と可逆計数回路を用いる形式の 2 種類について検討を行なった。図 3.34 に位相比較器出力端での定常位相誤差特性を示す。

これからわかるように、いずれの形式を用いても無定位形の制御が効果的に働いて定常位相誤差を抑圧していることがわかるが、トランスフラクサ形式のものは使用するフェライトコアのヒ



(a) 無変調信号の場合



(b) 15段M系列符号により変調された  
PSK信号の場合

図 3.33 位相比較特性

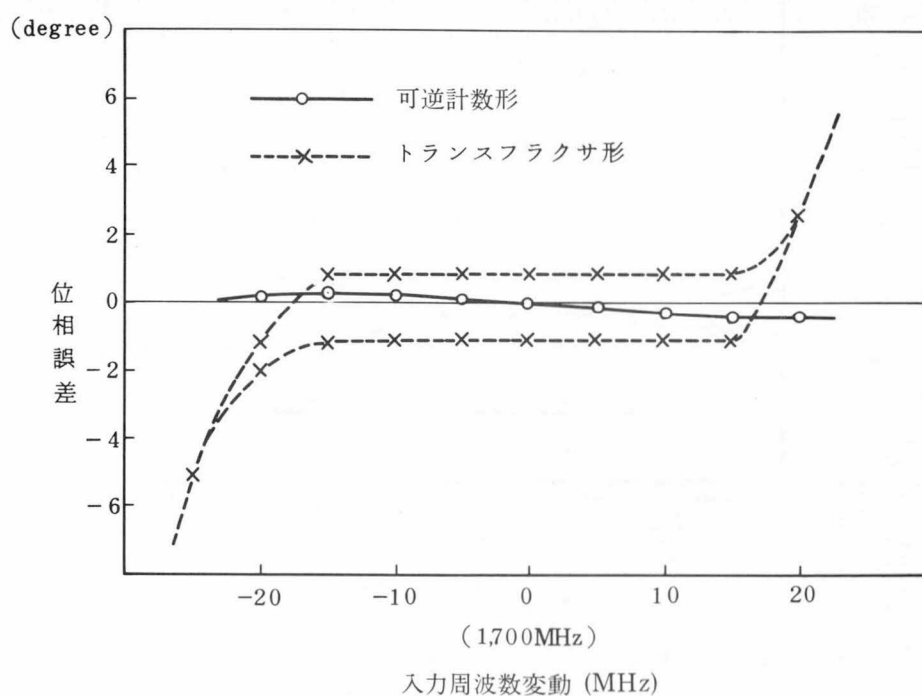


図 3.34 位相比較器出力端での定常位相誤差

ステリシス特性のため、入力周波数を高い方から低い方へ変えた場合とその逆方向に変えた場合とで位相誤差が異なっていることがわかる。

次に図3.35に可逆計数形を用いた場合の4相位相復調器（検波器＋直流増幅器）出力端子における定常位相誤差特性を示す。図中、4つの線はおのおの4つの引込み位相に対応するものである。

位相比較器出力端で実現された定常位相誤差特性が、ほとんどそのまま復調器で再現されていることから、無定位制御の効果とともに遅延線Ⅰ、Ⅱの時間合わせが正確に行なわれていることがわかる。

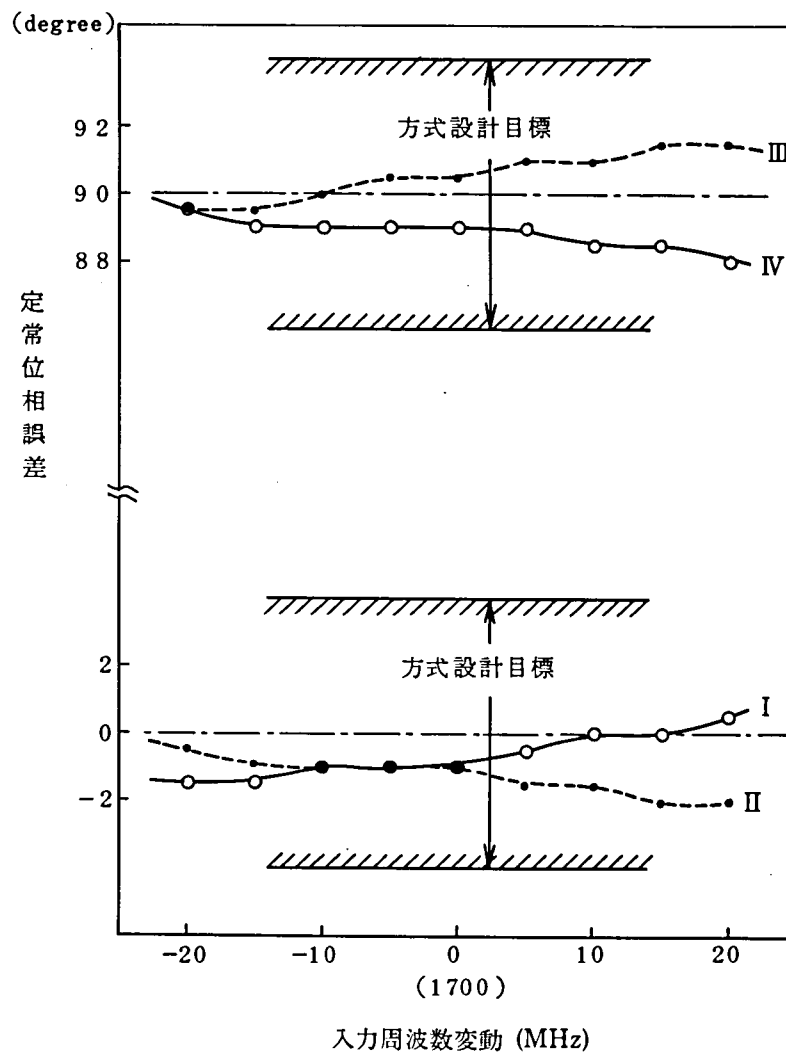


図 3.35 復調器入力での位相誤差特性（可逆計数形）  
（Ⅰ～Ⅳは4つの引込み位相を示す）



以上の事から  $\pm 14$  MHz の周波数変動幅内での定常位相誤差は  $\pm 0.9^\circ$  となり、引込み位相による誤差のバラツキを考慮しても  $\pm 1.5^\circ$  以下となって充分要求を満たすことがわかる。

最終的な積分形式としては 3.3.3 に述べた理由から可逆計数回路形式のものを採用したが、その場合の定常位相誤差の温度特性を図 3.36 に示す。 $0^\circ\text{C} \sim 40^\circ\text{C}$  にわたる温度変化があっても定常位相誤差特性が平坦に保持されているところからループの温度補償が正確に行なわれていることがわかる。

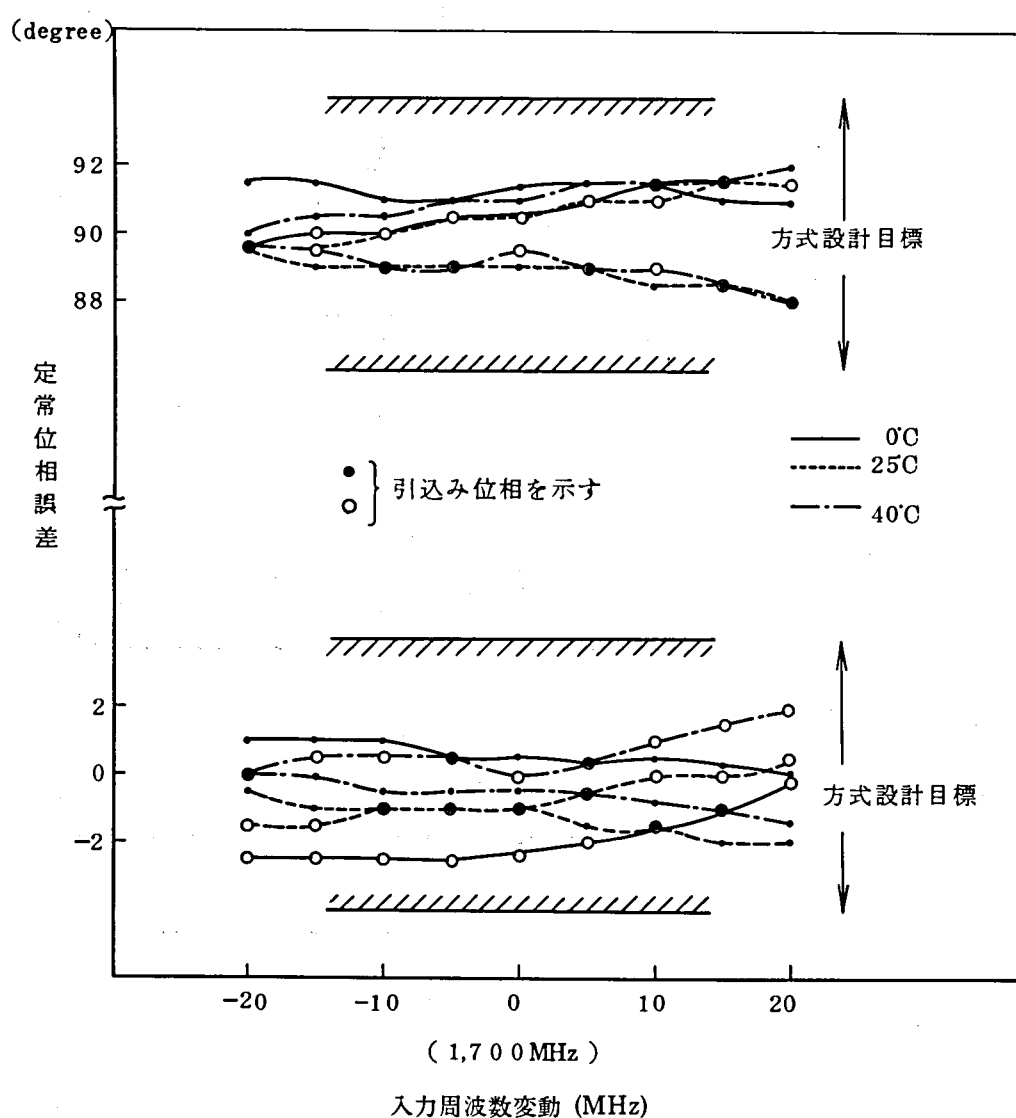


図 3.36 定常位相誤差の温度特性

### 3.5.3 引込み特性

引込み周波数範囲を拡大するため、掃引回路として、(1) CR発振器を付加する形式と (2) 積分器として用いた可逆計数回路を掃引回路に兼用する形式の2つについて試作を行なった。その結果を図3.37と図3.38に示す。

これから、いずれの形式をとっても引込み周波数範囲の方式要求条件である  $\pm 14\text{ MHz}$  以上を満していることがわかるが、回路構成が簡単なこと、および後述するように擬似引込み現象を回避することができること等の理由から、ここでは(2)の形式の掃引回路を採用することとした。

さて、(2)の形式をとった場合、同期回路が非同期状態にあるとき、これを検出して計数回路に掃引を開始させる方法として、(a) 比較器出力端に生ずるビート波形をAM検波する方法と (b) 比較器出力のビート波形が鋸歯状であることを利用して微分等の処理を行なう方法を検討したが、このような方法を用いた場合、同期回路入力端での  $C/N$  (Carrier to Noise Ratio) が劣化すると雑音をビートと誤判定し、同期状態にあるにもかかわらず掃引を行なってしまう可能性がある。

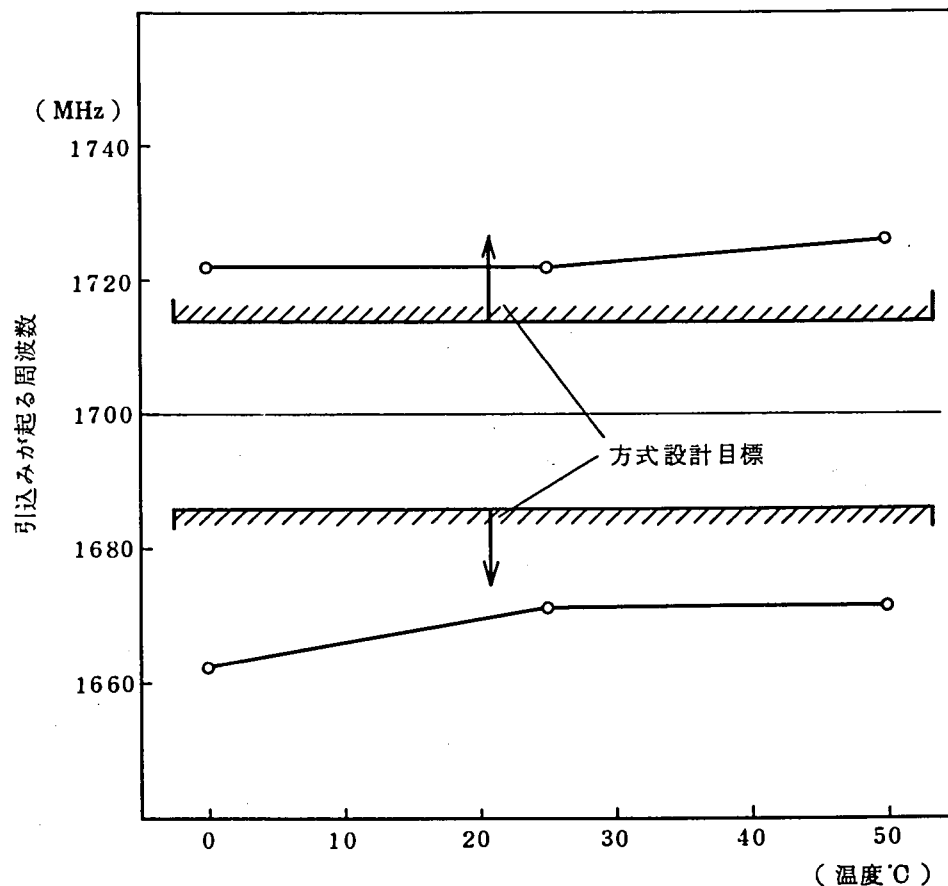


図 3.37 引込周波数範囲の温度特性  
(CR発振器形)

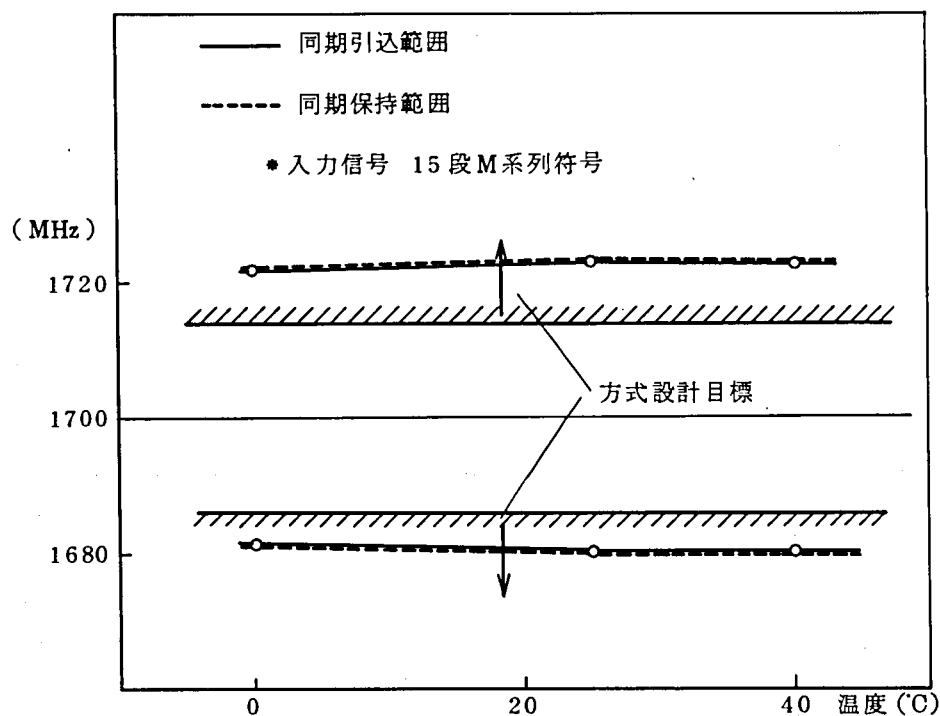


図 3.38 引込周波数範囲の温度特性  
(可逆計数形)

そこで入力端の  $C/N$  の変化に、より敏感と思われる (a) の方法を用いた場合の入力  $C/N$  対引込み周波数範囲を実測したのが図3.39である。これは入力信号として  $2^{15}-1$  ビットの M 系列符号による変調信号を用いており、これから入力端での  $C/N$  が 8.6 dB 程度になると雑音をビートと誤判定して掃引動作を行なうことがわかる。また入力パターンを数種類選び、温度特性も含めて上記特性をとったのが図3.40である。W-40 G 方式では回線の正常の運用時における  $C/N$  は 15 dB 以上であるので、これらの結果からこのような誤判定動作はほとんど問題にならないと考えられる。

#### 3.5.4 抽出搬送波雑音<sup>(19)</sup>

抽出搬送波に含まれる雑音を文献(19)に従って測定した結果を図3.41に示す。これから要求条件である  $2^\circ \text{r.m.s.}$  以下という値が十分に満されていることがわかる。また図より入力 M 系列のマーク率が変化しても雑音レベルはほとんど変化しないことがわかる。

図 3.42 には VCO の出力スペクトラムを示した。

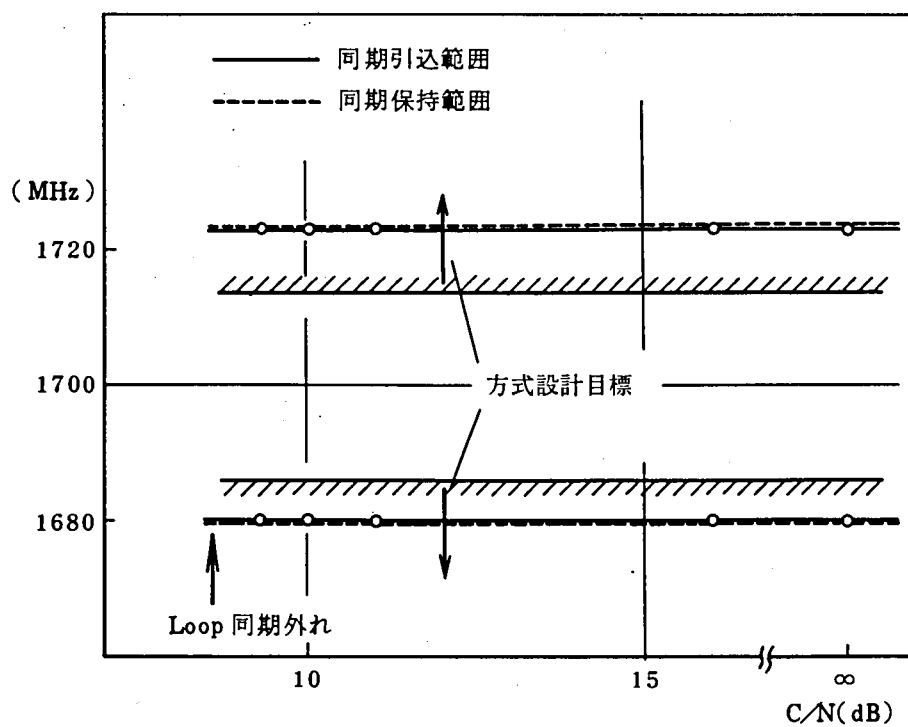


図 3.39 入力 C/N と引込周波数範囲  
(可逆計数形)

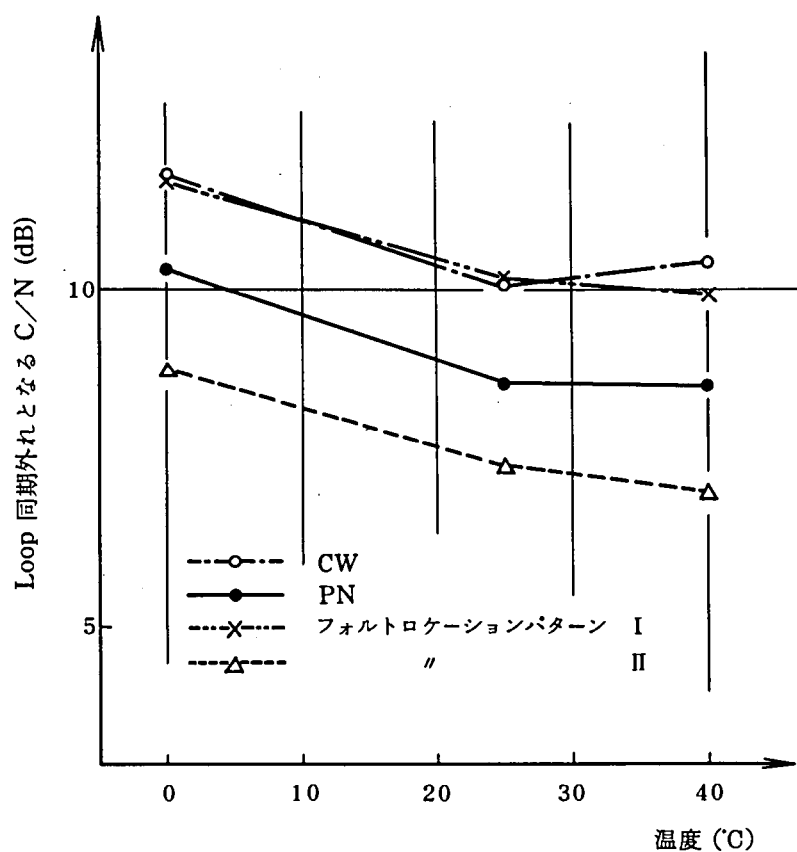


図 3.40 入力信号パターンを変えた場合の  
Loop 同期外れの C/N

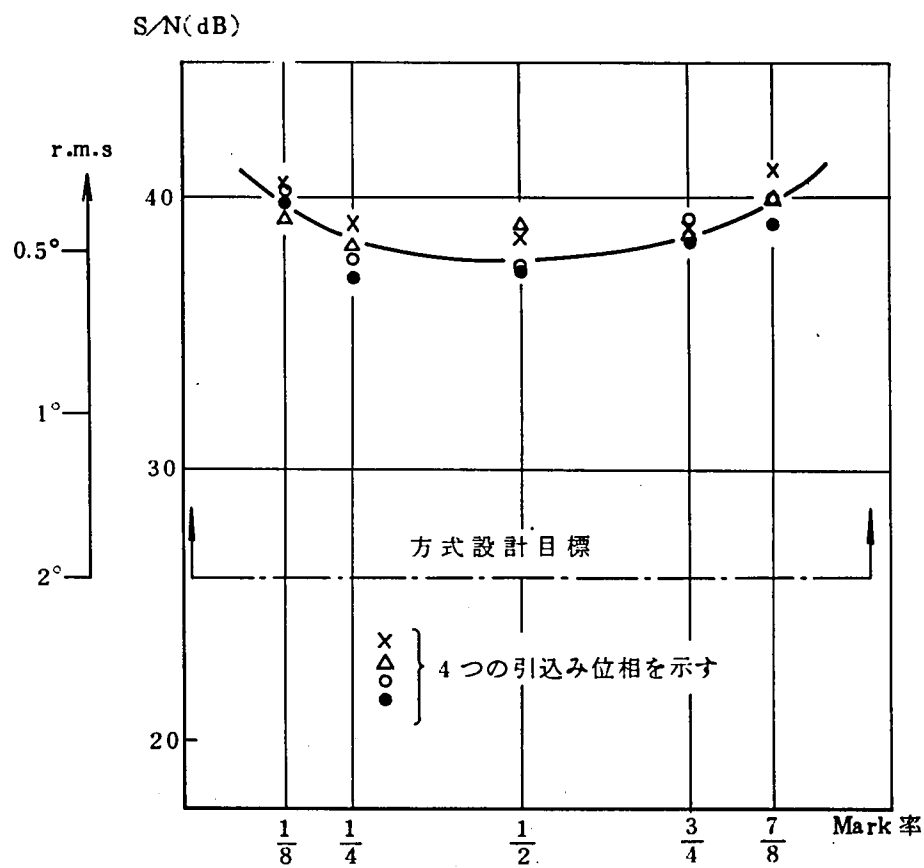
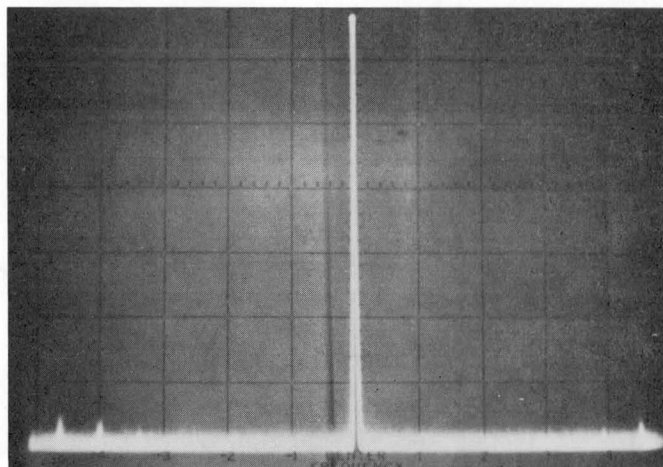
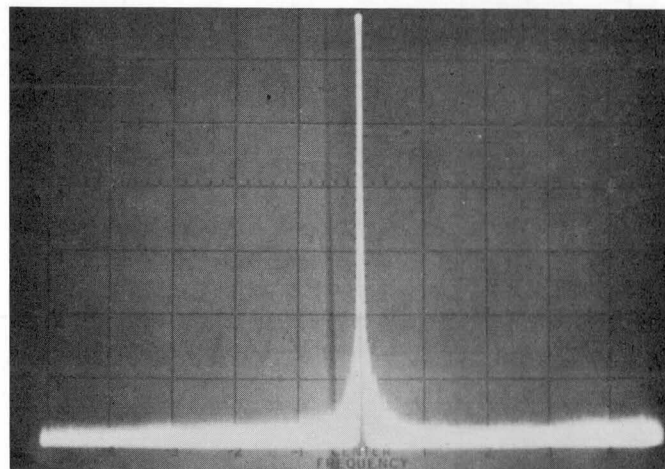


図 3.4 1 抽出搬送波雑音と入力信号マーク率の関係



CW 入力  
 V : 10 dB/div  
 H : 20 MHz/div



PN 入力  
 (マーク率 1/2)  
 V : 10 dB/div  
 H : 20 MHz/div

図 3.42 VCO 出力スペクトラム

### 3.5.5 擬似引込み現象

多相の P S K 信号に対する搬送波同期回路や遅延を含む搬送波同期回路を扱う場合、入力信号の周波数と V C O の周波数が一致していないにもかかわらずあたかも引込みが達成されたかのように見える現象——false lock 現象またはスプリアス応答と呼ばれている<sup>(31)(32)</sup>——が観測されることがしばしばある。これを仔細に調べると、入力信号周波数を V C O の中心周波数に次第に近づける過程で何回となく false-lock を起しながら最終的な位相同期状態に至ることがわかる。

従来、このような false-lock 現象に関しては、その現象は報告されてはいたものの、如何にしてこれを回避するかについて言及したものが少なかったように思われる——文献(34)では  $f_0$

± $f_r/8$  ( $f_0$ ; 中心周波数,  $f_r$ ; クロック周波数) で false-lock が起ることを述べ、± $f_r/8$  の範囲内でのみ掃引動作を行なうことによって false-lock を回避する方法をとっているが、± $f_r/8$  の範囲内で生ずると思われる false-lock を避ける手段については述べられていない。――

筆者の経験によれば false-lock 現象は入力信号が M 系列のような場合には起りにくく、フォルトロケーションパターン<sup>(30)\*</sup>のような単純な短周期パターンによる変調波や無変調波を用いた場合に起りやすい。(図 3.43 参照)

筆者はこれを回避する手段として先に述べたビート検出形の掃引起動回路が有効であると考え、各種パターンで実験を行ない図 3.44 のような結果を得、その効果を確認した。

### 3.5.6 周波数変動による符号誤り率の劣化

図 3.45 のような系を用い、変調部の局部発振周波数を  $1700 \pm 14$  MHz 変化させて、その時の符号誤り率を測定した結果を図 3.46 に示す。

3.5.2 でも述べたように無定位型の制御が効果的に動作し、±14 MHz の範囲内における  $C/N$  劣化の変動幅は 0.2 dB 以内におさまっていることがわかる。

図 3.47 に周波数を ±20 MHz 変化させた時の受信 eye-pattern の変化の一例を示す。図 3.46 から予想されるように周波数の変化による eye-pattern の劣化は観測できなかった。

## 3.6 ま と め

ミリ波導波管伝送方式用送受信装置変復調部の搬送波同期回路について方式設計上から要求される種々の仕様条件を満足させるために、新しい回路形式を考案・設計し、ミリ波導波管伝送方式現場試験用試作送受信装置に組み込んで室内ならびに現場試験においてその性能の評価・確認を行なった。

その結果、仕様条件・設計目標が充分達成されていることを確認した。

これらを要約すれば以下のとおりである。

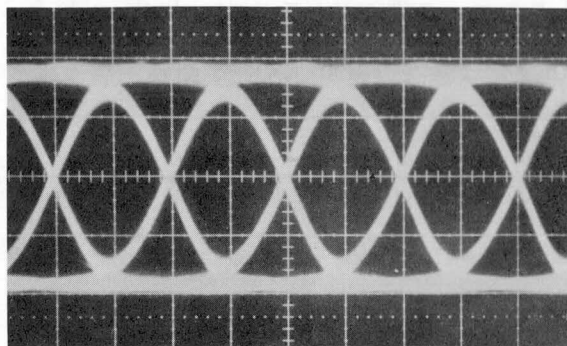
(1) ミリ波導波管伝送方式では 403 MB 4 相 PSK 同期検波方式という高速多相の変復調形式を採用しているため高速でも良好な動作特性を有する搬送波同期回路が必要となるが、ここでは幾つかの回路を比較検討し高速動作に、より有利と考えられる再変調比較形搬送波同期回路を用いた。

---

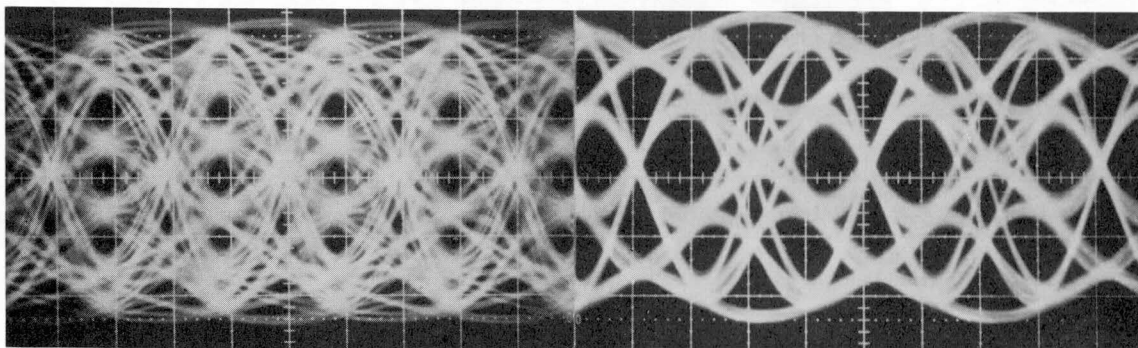
\* 例えば W-40G 方式では次の 2 種類のパターンを用いている。

$$\text{I : } 0, 0, \frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}, \pi, \pi, \frac{3}{2}\pi, \frac{3}{2}\pi, \dots\dots\dots$$

$$\text{II : } 0, \pi, \frac{\pi}{2}, \frac{3}{2}\pi, \pi, 0, \frac{3}{2}\pi, \frac{\pi}{2}, \dots\dots\dots$$

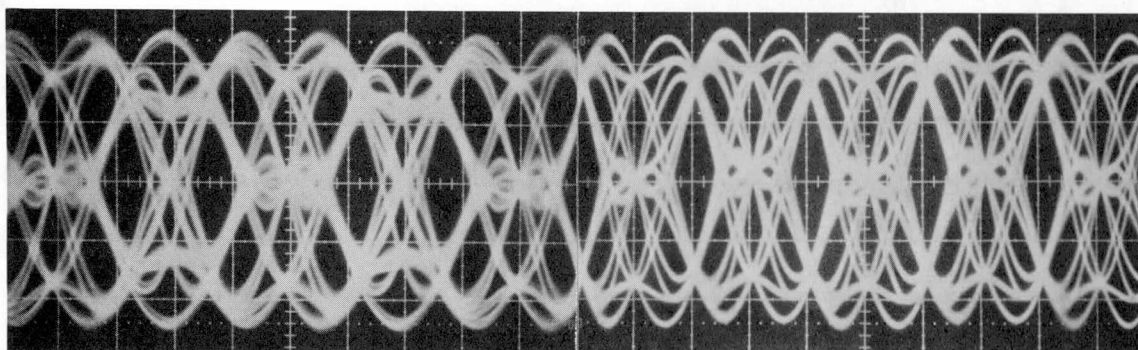


(a)  $f_{in} - f_{vco} = 0$



(b)  $|f_{in} - f_{vco}| = 6.25 \text{ MHz}$

(c)  $|f_{in} - f_{vco}| = 12.5 \text{ MHz}$



(d)  $|f_{in} - f_{vco}| = 25 \text{ MHz}$

(e)  $|f_{in} - f_{vco}| = 50 \text{ MHz}$

図 3.43 M系列信号に対する擬似引込み時のアイパターン

$f_{in}$  : 入力搬送周波数,  $f_{vco}$  : VCO 平均発振周波数  
 $f_{in} \neq f_{vco}$  であっても, (b)~(e)のように, あたかも  
 同期引込みが達成されたかのように見える。



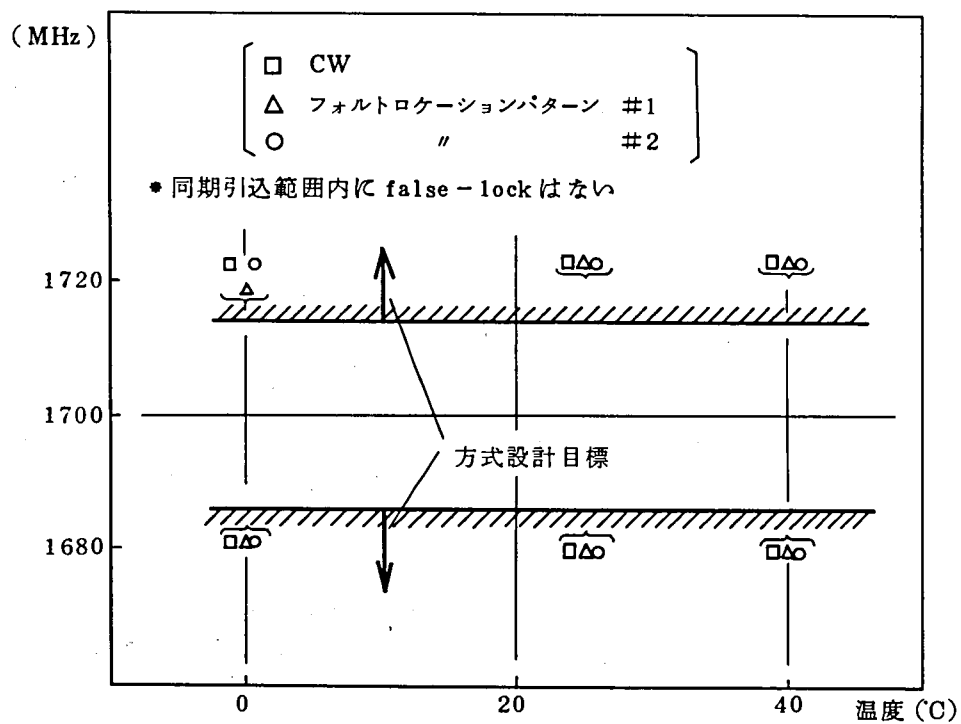


図 3.4.4 パターンによる引込周波数範囲の変化

PNG: 擬似ランダムパルス発生器

ED : エラー検出器

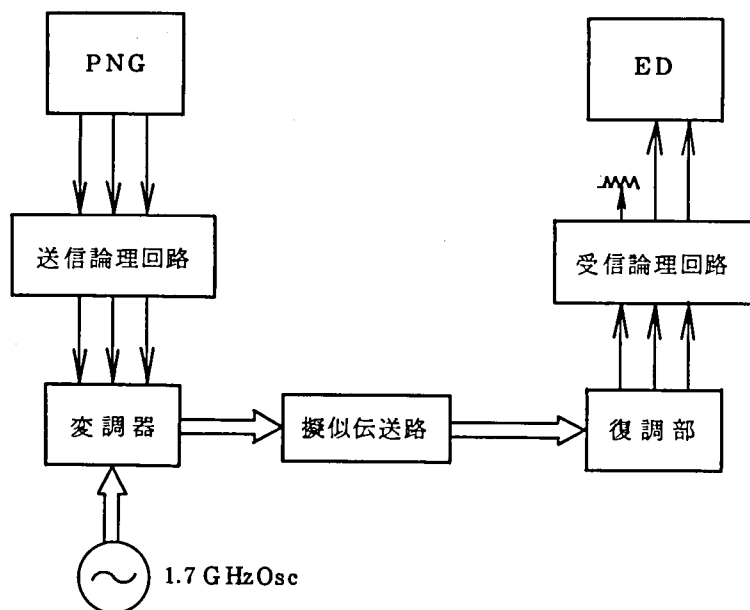


図 3.4.5 変復調部折返し試験ブロック図

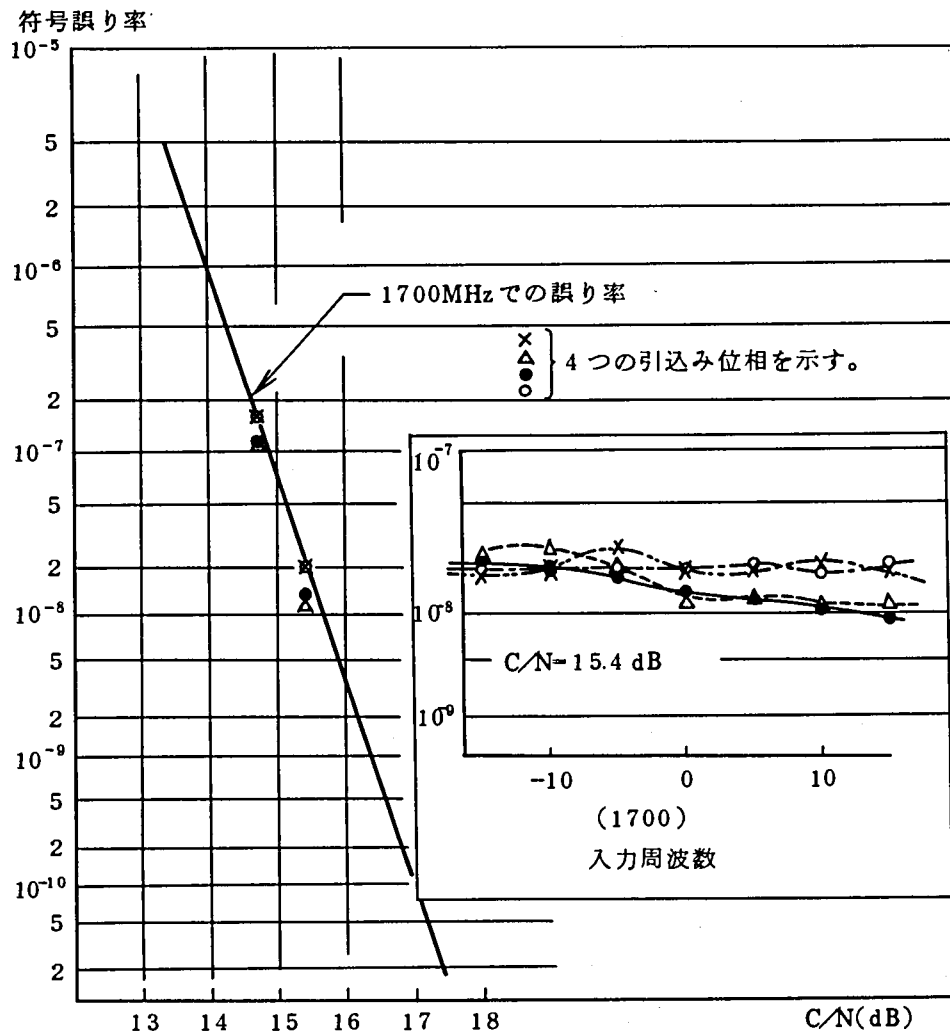
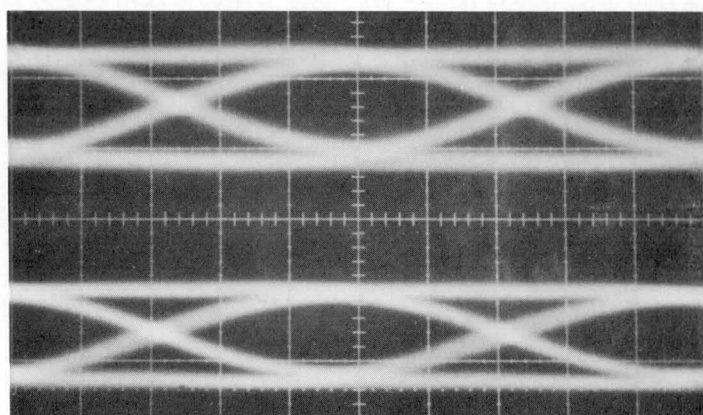
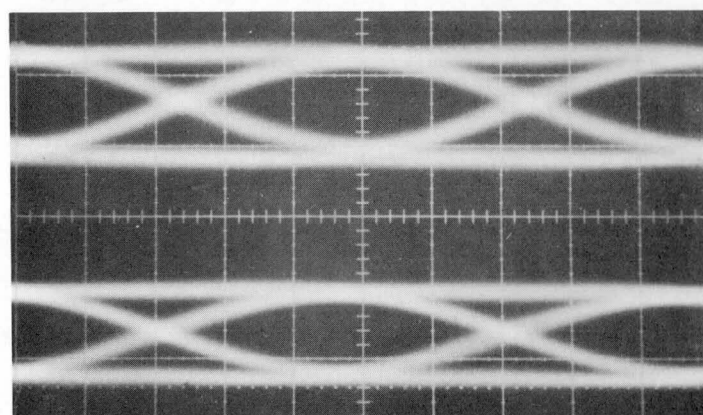


図 3.4 6 周波数変動による誤り率の劣化



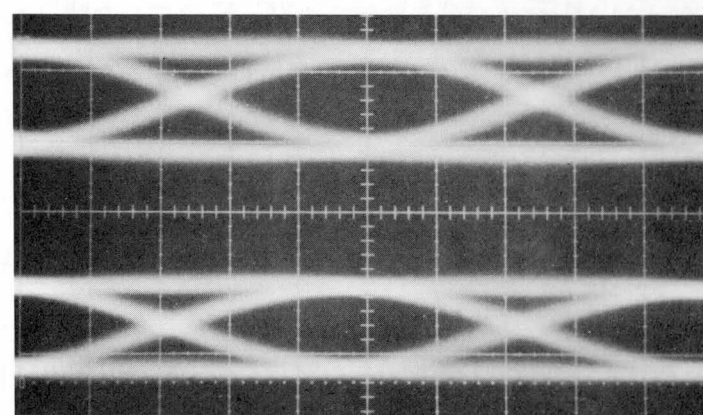
ch 1 検波 eye

ch 2 検波 eye  
 $f_{in} = 1680 \text{ MHz}$



ch 1 検波 eye

ch 2 検波 eye  
 $f_{in} = 1700 \text{ MHz}$



ch 1 検波 eye

ch 2 検波 eye  
 $f_{in} = 1720 \text{ MHz}$

H : 500 ps/div

図 3.47 入力周波数変動による Eye-Opening の変化

(2) ミリ波導波管伝送方式では従来の方式に比べて高い搬送周波数を使用するため、周波数安定度が他方式と同程度であっても周波数変動幅は大きくなり、この結果4相PSK信号の安定な復調のためには広い周波数変動があってもその影響を受けにくい搬送波同期回路が必要である。幾つかの回路構成法について比較検討した結果、搬送波同期回路の構成を従来の2次のループにさらに積分器を1つ付加した形——無定位形制御——にする方式をとることにより定常位相誤差を抑圧し、さらに積分器として可逆計数回路を用いて掃引回路を兼用させ引込み周波数範囲の拡大をはかる方法が有効であることがわかった。

(3) 上記の回路構成をとった場合の設計方法を明らかにした。

(4) (1)~(3)の回路構成法に従って装置を試作し次のような特性を得た。

定常位相誤差 ;  $\pm 2^\circ$  以下 ( $1,700 \pm 14$  MHz,  $0^\circ\text{C} \sim 40^\circ\text{C}$ )

引込周波数範囲 ; 1,700  $\pm$  19 MHz 以上

抽出搬送波雑音 ;  $1^\circ$  r.m.s, 以下

これらの値は仕様を十分に満すものであり、かつ  $0^\circ\text{C} \sim 40^\circ\text{C}$  という環境温度の変化に対しても安定に動作することを確認した。

(5) 非同期時にループ内に生ずるビート信号を掃引回路のトリガとして用いる方法により、引込み周波数範囲の拡大はもとより擬似引込み現象 (false-lock) をも回避できることを確認した。

(6) 変復調部折返しの符号誤り率試験を行ない復調部の入力周波数変動に対する符号誤り率の劣化を測定した。その結果  $1,700 \pm 14$  MHz の変動範囲内での  $C/N$  換算した時の誤り率の劣化は 0.2 dB 以内におさまリ、所期の設計目標どおり周波数変動に対し安定な同期回路を実現することができた。

今後、確認することが望ましい事項としては、

(i) サイクルスリッピングの発生頻度、同期はずれ頻度等がどの程度かループの雑音帯域幅との関係で明らかにする。

(ii) 同期引込み時間について明らかにする。

などがある。(i)については現在の設計値から求めた<sup>(33)</sup> スリッピングの平均発生時間間隔はループ  $\text{SNR} = 26$  dB としても  $7 \times 10^6$  hour となり問題にならないと考えられるが、室内試験および現場試験でこれを確認することが望ましい。(ii)については回線の切替時間等の推定に必要と考えられるので、確認を行なうことが望ましい。

## 文 献

- (1) 宮内, 関, 石田, 泉: “W-40 G ミリメートル波導波管伝送方式”, 通研実報, 23, 11, p. 2201, (1974-11).
- (2) J. A. Develet, Jr.: “The Influence of Time Delay on Second-order Phase-lock Loop Acquisition Range”, International Telemetry Conf., p.432, London (1963)
- (3) 倉本, 平出: “時間遅れを含む位相同期系の設計”, 通研実報, 19, 2, p. 317, (1970-02).
- (4) 大黒: “遅延時間を持つ位相同期回路の引込み特性の解析”, 信学論 (A), 57, p. 872, 1974.
- (5) 平出: “遅延時間を含む位相同期系の引込み範囲”, 信学論 (B), 55-B, 7, p. 353, (1972-07).
- (6) 松尾: “P L O の同期引込範囲拡大の一方法”, 昭 45 信学全大, 1176.
- (7) 近藤, 倉本, 平出: “3 分岐位相同期系の構成と特性”, 研実報, 19, 2, p. 331, (1970).
- (8) F. M. Gardner: “Phase Lock Techniques”, John-Wiley & Sons, Inc., N.Y. (1966)
- (9) 石尾, 関, 藤井: “806 Mb/s 4 相 P S K 伝送用搬送波同期回路の設計と特性”, 信学論 (B), 57-B, 10, p. 625, (1974-10).
- (10) 石尾, 鷺尾, 藤井, 阿部: “高速 4 相 P S K 変復調回路”, 通研実報, 23, 11, p. 2519, (1974-11).
- (11) 宮川: “遅延時間を含む P L L の等価雑音帯域幅”, 信学論 B, 55, 4, p. 177, (1972).
- (12) 野田: “変復調”, 電気通信学会誌, 49, 11, p. 1994, (1966).
- (13) 例えば, 松尾: “高速 P C M-P M 通信用同期検波方式”, 信学会通信方式研究会資料, CS 69-86, (1970-02).
- (14) 例えば, 百々, 滝沢, 河合: “1.7 GHz 搬送波再生回路”, 昭和 45 年度信学会全国大会, 1174.
- (15) H. Yamamoto, K. Hirade and Y. Watanabe: Carrier Synchronizer for Coherent Detection of High-Speed Four-Phase-Shift-Keyed Signals, IEEE Trans., COM-20, 4, p.803, (Aug. 1972)
- (16) 石尾, 鷺尾, 関, 宮内: “P S K 中継系における A F C, A P C の一方法”, 昭和 46 年度信学会全国大会, 670.
- (17) 松尾: “P L O の同期引込み範囲拡大の一方法”, 昭和 45 年度信学会全国大会, 1176.
- (18) 石尾, 藤井: “無定位形搬送波同期回路に用いる外部制御回路について”, 昭和 47 年度信学会全国大会, 786.
- (19) 石尾, 鷺尾, 藤井, 田頭, 持田: “400 MB-4 相 PSK 伝送用搬送波抽出回路の特性”,

昭和 48 年度信学会全国大会, 738.

- (20) 石尾, 大黒: “400 MB 4 相同期検波回路の実験的検討”, 信学会通信方式研究資料, CS 71-116, (1971-12).
- (21) J. A. Rajchman, A. W. Lo: “The Transfluxor”, Proc. of the IRE, p.321, March, 1956.
- (22) 宮川, 平出, 渡辺: “準ミリ波 PCM 方式に用いる搬送波同期系の設計”, 信学会通信方式研資料, CS 70-38, (1970-07).
- (23) A. J. Viterbi: “Principles of Coherent Communication”, McGraw-Hill, Series in Systems Science 1966.
- (24) 松尾: “遅延を含む位相同期回路の同期引込範囲”, 信学論 (B), 55, 4, 1972-04.
- (25) Frazier, J. P., and J. Page: “Phase-Lock Loop Frequency Acquisition Study”, IRE Trans., SET-8 pp.210-217, 1962.
- (26) 宮川, 平出: “遅延を含む搬送波同期回路の線形制御特性”, 信学会通信方式研資料, CS 70-12, (1970-04).
- (27) 大黒: “遅延を含む位相同期回路の考察”, 信学会通信方式研資料, CS 71-115, (1971-12).
- (28) 岡本, 石田, 宮内: “近似零交さ形波形伝送系の設計と特性”, 信学論 (B), 55, 6, 1972-06.
- (29) 岡本: 未発表資料.
- (30) 石尾, 鷲尾, 藤井, 阿部: “高速 4 相 P S K 変復調回路”, 研実報, 23, 11, pp. 2519-25, 52, 1974.
- (31) 松尾: “サンプル値制御 PLL の引込み特性について”, 昭和 48 年度信学会全国大会, 500.
- (32) 吉田, 須貝, 野中: “8 相位相変調同期検波用サンプル値自動位相制御方式”, 研実報, 20, 11, p. 2429, (1971-11).
- (33) Larry C. Palmer, Stanley A. Klein: “Phase Slipping in Phase-Locked Loop Configurations That Track Biphase or Quadriphase Modulated Carriers, IEEE Trans., COM, p.984, 1972.
- (34) 山本, 平出, 横山, 松本: “準ミリ波 PCM 用搬送波再生回路”, 昭和 47 年度信学会全国大会, 1617.

## 第4章 ミリ波導波管伝送方式用変復調回路の設計と特性

### 4.1 ま え が き

本章はミリ波導波管伝送方式に用いる 400MB 4 相 P S K 同期検波用変復調回路の設計法とその実現された特性について述べたものであり、3 章で示した搬送波同期回路技術を用いることにより、806 Mb/s という高速搬送波パルス信号の変復調が良好かつ安定に行なえることを明らかにしている。

これまでの高速変復調技術には、電気通信研究所が昭和45年に行なった 403MB 4 相 P S K 遅延検波方式の例があり<sup>(1)</sup>、高速変復調技術実現の可能性を明らかにしたが、高速変復調動作を左右する要因の分析や合理的な設計法に関する検討が不十分であった。また、国外では米国 Bell 研究所の 160MB 4 相 P S K 方式、英国 B.P.O. の 250MB 4 相 P S K 方式などの例がみられるが<sup>(2)(3)</sup>、設計法や設計値と実現値の対応などが、必ずしも明確ではない。

本章では、まず高速変復調動作の劣化要因を整理し、各劣化要因と符号誤り率特性の関連を明らかにするとともに、各劣化要因の誤り率特性に及ぼす影響を定量的に評価した。次に、高速変復調回路の構成にあたって、上記劣化要因を可能な限り小さくするための回路構成法ならびに設計法を述べた。

更に、上記の結果の妥当性を確認するため、1.7 GHz 帯において 403MB 4 相 P S K 同期検波方式の変復調回路を試作した。その結果は符号誤り率  $10^{-9}$  を得るための  $C/N$  値の理論的限界からの劣化が 1.3 dB という良好なものであり、かつ各種の環境条件の変化に対して安定であった。これにより、分析結果と設計法の有効であることを確認した。

本論文で述べた検討結果は高速 4 相 P S K 変復調回路の一般的な設計法であり、準ミリ波、ミリ波、衛星などの大容量伝送方式に適用すればその効果は大きいと考えられる。更に、ここで述べる内容は、より多相多値の変復調回路にも適用できる面が多いと考える。

### 4.2 高速変調回路の分析と設計<sup>(4)</sup>

一般に、4 相位相変調・同期検波方式を用いた再生中継系の波形伝送特性はベースバンド信号伝送に置換えて考えることができる。いま、一例として  $0-\pi$  2 相位相変調波の並列合成による変調形式を考え、第 1 チャネルの 2 相位相変調信号を  $U_1(t)$ 、第 2 チャネルのそれを  $U_2(t)$  とすると合成された 4 相位相変調信号  $U(t)$  は

$$\begin{aligned}
U(t) &= U_1(t) + U_2(t) \\
&= \sum_{i=-\infty}^{\infty} \{a_i^{(1)} h(t-iT) \cos \omega_0 t + a_i^{(2)} h(t-iT) \sin \omega_0 t\}
\end{aligned} \tag{4.1}$$

と表わされる。ただし、 $h(t)$  は送信すべきベースバンドパルス波形であり、 $a_i^{(1)} = 1$  or  $-1$ ,  $a_i^{(2)} = 1$  or  $-1$  である。

また、 $U(t)$  が中心周波数  $\omega_0$ 、振幅・遅延特性が対称の伝送系を通過して得られる受信信号  $v(t)$  は

$$v(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \{a_i^{(1)} g(t-iT) \cos \omega_0 t + a_i^{(2)} g(t-iT) \sin \omega_0 t\} \tag{4.2}$$

と表わすことができる。ここで  $g(t)$  は伝送系の中心周波数  $\omega_0$  を零に移行して、これにベースバンド信号  $h(t)$  を通過させたとき得られるベースバンド応答波形である。いま、 $v(t)$  を同期検波したときの検波器 1 の低周波成分  $d_1(t)$  は、位相誤差を  $\theta_e$  として

$$\begin{aligned}
d_1(t) &= \overline{v(t) \cos(\omega_0 t - \theta_e)} \\
&= \frac{1}{2} \left\{ \sum_{i=-\infty}^{\infty} a_i^{(1)} g(t-iT) \cos \theta_e + \sum_{i=-\infty}^{\infty} a_i^{(2)} g(t-iT) \sin \theta_e \right\}
\end{aligned} \tag{4.3}$$

同じく、 $90^\circ$  移相した搬送波  $\sin(\omega_0 t - \theta_e)$  で位相検波した検波器 2 の出力  $d_2(t)$  は

$$\begin{aligned}
d_2(t) &= \overline{v(t) \sin(\omega_0 t - \theta_e)} \\
&= \frac{1}{2} \left\{ \sum_{i=-\infty}^{\infty} a_i^{(1)} g(t-iT) \sin \theta_e + \sum_{i=-\infty}^{\infty} a_i^{(2)} g(t-iT) \cos \theta_e \right\}
\end{aligned} \tag{4.4}$$

となる。また、 $\theta_e = 0$  のときは

$$\left. \begin{aligned} d_1(t) &= \frac{1}{2} \sum_{i=-\infty}^{\infty} a_i^{(1)} g(t-iT) \\ d_2(t) &= \frac{1}{2} \sum_{i=-\infty}^{\infty} a_i^{(2)} g(t-iT) \end{aligned} \right\} \tag{4.5}$$

となりこれは送信波形が  $h(t)$  であり、受信波形が  $g(t)$  で表わされるベースバンド信号伝送系に等価である。すなわち、理想的な伝送系では 2 つのチャネルの信号は独立に伝送されると考えられる。

さて、次に高速変復調回路の劣化要因を符号誤り率にどのような形で寄与するかによって、(1) Eye Aperture に影響するもの、(2) 雑音的要因に還元できるもの、の 2 つに分類し (表 4.1), その影響を考察する。

まず、表 4.1 の Eye Aperture に影響する要因のうちパルス幅変動について考える。パルス



表 4.1 劣化要因の分類と設計例

劣 化 要 因		大 小 さ	設 計 例 1		設 計 例 2		設 計 例 3		
Eye Aperture に 寄 与 す る 要 因	a	変調波立上り・立下り時間 (ns)	$x$	0.7	12.5	0.7	12.5	0.7	22.0
		変調波パルス幅変動 (%)	(%)	$\pm 3$		$\pm 3$		$\pm 13$	
		変調波振幅偏差 (dB)	$\pm 0.2$	$\pm 0.2$		$\pm 0.2$			
		タイミングエラー (deg)	25	25		25			
	b	変調角度誤差 (deg)	$\theta_s$	$\pm 1.5$	$\pm 3.5$	$\pm 1.5$	$\pm 5.5$	$\pm 1.5$	$\pm 11.5$
		基準搬送波角度誤差 (deg)	(deg)	$\pm 2$		$\pm 4$		$\pm 10$	
	c	識別不確定幅 (%)	$z$	$\pm 1.25$	$\pm 2.5$	$\pm 1.25$	$\pm 2.5$	$\pm 1.25$	$\pm 2.5$
		識別レベル変動 (%)	(%)	$\pm 1.25$		$\pm 1.25$		$\pm 1.25$	
	雑音成分に環元できる 要 因	基準搬送波ジッタ (deg RMS)	$w$	2	-26.04	2	-26.04	2	-26.04
		不要波 (漏れ周波数成分) (dB)	(dB)	-32		-32		-32	
エコー (dB)		(dB)	-32	-32		-32			
10 <sup>-9</sup> を得るための所要 C/N (dB)		17.58	18.06	21.61					

幅変動がある場合というのは基準パルス伝送のほかに、振幅が2倍でパルス幅変動分をパルス幅とする不要波を重畳して伝送することと等価であると考えられるので<sup>(5)</sup>、この不要波が伝送系と等価な帯域通過フィルタを通ったときに生ずる符号間干渉量を評価すればパルス幅変動の影響を推定できる。

いま、3 dB 低下周波数  $f_c$  のガウス形帯域制限がある場合のパルス幅変動 ( $\pm \Delta T$ ) によって生ずる符号間干渉量 ( $\rho_{ext}$ ) を求めると

$$\rho_{ext} = 2 \left\{ \phi \left\{ \frac{\pi}{\sqrt{\ln 2}} m(x' + \delta) \right\} - \phi \left\{ \frac{\pi}{\sqrt{\ln 2}} m(x' - \delta) \right\} \right\} \quad (4.6)$$

となる。ただし、 $x' = t/T$ ,  $\delta = \Delta T/T$ ,  $m = 2f_c T$  であり  $\phi(x)$  は誤差関数である。タイミングエラーについても同様に符号間干渉として考えることができる。従って、これらすべての要因を単一の符号間干渉量 ( $x$ ) としてまとめると、このときの Eye Aperture の開きは  $(1-x)$  となる。次に角度誤差要因について考える。これは式 (4.3) 及び (4.4) で明らかにしたように  $\theta_e \neq 0$  のときは出力が  $\cos \theta_e$  だけ減少し、かつ直交する他チャネルの成分 ( $\sin \theta_e$ ) が干渉信号となって劣化を与える。更に識別不確定幅のような要因 ( $z$ ) は広義の Eye Aperture の劣化と考えてよいので、これから上記の3つの要因により Eye の開き  $d$  は

$$d = (1-x) \cos \theta_e - \sin \theta_e - z \quad (4.7)$$

となる。さて4相差動位相変調同期検波方式において  $10^{-9}$  の符号誤り率を得るための所要 C/N (Carrier to Noise Ratio) の理論値は 15.72 dB であるので、式 (4.7) のような Eye の劣化がある場合の所要 C/N は次のようになる。

$$N_T \text{ (dB)} = 15.72 - 20 \log d - 0.8 \quad (4.8)$$

ここで定数 0.8 はパルスパターンの影響を表わしている。すなわち、式 (4.7) は最悪 Eye に対するものなので、実際の誤り率特性を求めるには、その生起確率を求め誤り率への寄与を考えねばならない。ここでは隣接する両パルス及びその幅変動の生起確率ならびに他チャネルの同じタイムスロットのパルスの生起確率を考え、最悪パターンの発生確率を  $(1/2)^5$  とし、0.8 dB を差引いた。また、式 (4.8) の  $N_t$  には雑音的要因に還元できる劣化要因  $w$  が含まれているので、純粋な雑音成分  $N_{th}$  は式 (4.9) のようになる。

$$N_{th} = 10 \log \{10^{N_t/10} - 10^{w/10}\} \quad (4.9)$$

これより誤り率  $\phi(x_n)$  は式 (4.10) のごとく表わされる。ただし、 $x_n = d/(10^{N_t/10})$  である。

$$\phi(x_n) = \frac{2}{\sqrt{2\pi}} \int_{x_n}^{\infty} e^{-t^2/2} dt \quad (4.10)$$

次に具体的な 2, 3 の設計例を表 4.1 に示す。

設計例 1 は高速変復調回路としてかなり理想的なものであり、設計例 2 は抽出搬送波角度誤差の規格を少しゆるめたものである。ただし、上記の設計例 2 における各劣化要因の配分値は単なる従来技術の延長のみでは得られないものが多いので、後に述べるように変調回路・識別再生回路・搬送波同期回路などに新たな回路を採用して要求を満たしている。

設計例 3 は、変調回路と搬送波同期回路に従来技術を採用した場合を対象としている。すなわち、変調回路には径路差切換形のもを<sup>(5)</sup>、搬送波同期回路には定常位相誤差抑圧のための無定位制御機能<sup>(6)</sup>を付加しないものを仮定している。

また、設計例 1 から 3 までについての  $C/N$  対符号誤り率特性を、帯域制限がない場合の理論値と合わせて図 4.1 に示す。

#### 4.3 高速変復調回路の構成法

一般に位相変調器あるいは位相復調器は、ダイオード回路をはさんで、ベースバンドパルス回路と搬送波パルス回路から構成されている。高速変復調回路の場合には、これら各回路間を信号（ここではベースバンドパルスと搬送波パルスのほか、ダイオードの非線形動作によって生じるこれらの高調波成分をも指す）が伝搬する時間が無視できなくなるので、多重反射による不要波発生が問題となる。この不要波の発生をできるだけ抑えるために、以下のような注意を払うべきである。

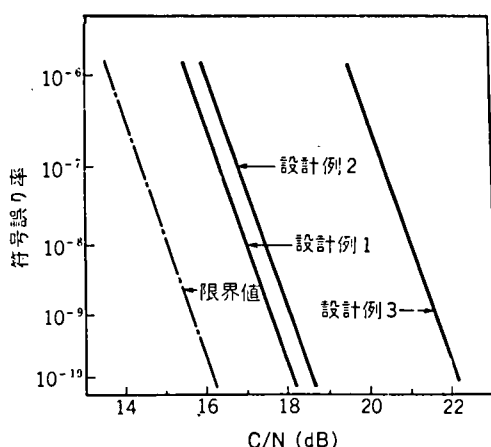


図 4.1 設計例に対する符号誤り率特性

- (i) 回路間の結合あるいは回路を構成する素子間の結合をなるべく短い距離にする。
- (ii) 結合線路がある場合には、その両端あるいは少なくとも片端のインピーダンス整合をなるべくよくする。

ここで (i) は回路の中の浮遊容量あるいは浮遊インダクタンスをなるべく少なくする意味でも有効である。(ii) の観点からは、ベースバンド信号と搬送波帯信号を分離するろ波回路や信号分配回路に、定抵抗回路の一種である整合分波回路やパラレルライン形方向性結合器を用いるのが望ましい<sup>(7)</sup>。

また、回路の実現に当っては、搬送波周波数帯の回路の大部分にセラミックス基板の裏面をアース導体とするマイクロストリップ回路を用いるのが、特性の再現性がよいことや、上面への電磁界漏れが少なく多くの回路を並べても相互干渉が少ないことなどの特長があり有利である。ベースバンド帯の回路については、信号の処理や操作を行なうことからある程度以上の信号電圧レベルを必要とするため、高速性を損わない程度に負荷抵抗を比較的高く（50～数百Ω）選ぶことが多く、この場合には浮遊インダクタンスよりも浮遊容量が性能に支配的に影響するので、セラミックス基板の裏面にアース導体を付けない方がよい。

#### 4.3.1 変調回路の構成法

ミリ波導波管伝送方式用の変調回路設計にあたってとくに注意を払ったのは、いかにしてわずかの少ない変調信号を得るかという点であり、それを具体的に示すと以下のようになる<sup>(8)</sup>。

- (i) パルス幅変動を極力小さくする。
- (ii) 変調信号 (400 Mb/s, NRZ 信号) と被変調信号 (1.7 GHz) のスペクトラムの相互干渉を

極力小さくする。

- (iii) 直交成分の発生が小さい回路を実現する。
- (iv) 変調角度誤差，振幅偏差を小さくする。
- (v) 立上り・立下り時間を総合の帯域制限に影響を与えない程度に早くする。
- (vi) 全体の回路構成にあたっては被変調信号だけでなく変調信号に対しても整合性をよくする。すなわち DC~2.2 GHz にわたって整合をとる。

一般に 4 相位相変調回路は 2 相位相変調波を 2 つ合成して得られることが知られており，2 相変調器を 2 個縦続接続する直列形，あるいは並列接続する並列形の構成法のいずれかがとられている<sup>(9)</sup>。2 つの形式にはそれぞれ特長があるが，高速搬送波ディジタル回路では，耐ひずみ特性の良好な変復調回路を構成するという設計方針に従い，波形ひずみが少ないと考えられる並列形を用いる方がよい。図 4.2(a) にその構成を示す。マイクロ波帯の変調器には，図 4.3 に示すような径路差切換原理を用いた変調器が一般によく用いられており，代表的なものに通過形および反射形の 2 種類がある<sup>(9)</sup>。しかし，これらの回路はベースバンド信号に対して平衡していないので，ベースバンド信号の高調波成分が搬送波パルス側へもれ込み不要波となる。また，径路差切換原理による変調を行なっているのでパルス幅変動を避けられないという欠点があり，低い周波数帯での高速変調には適していない<sup>(5)</sup>。

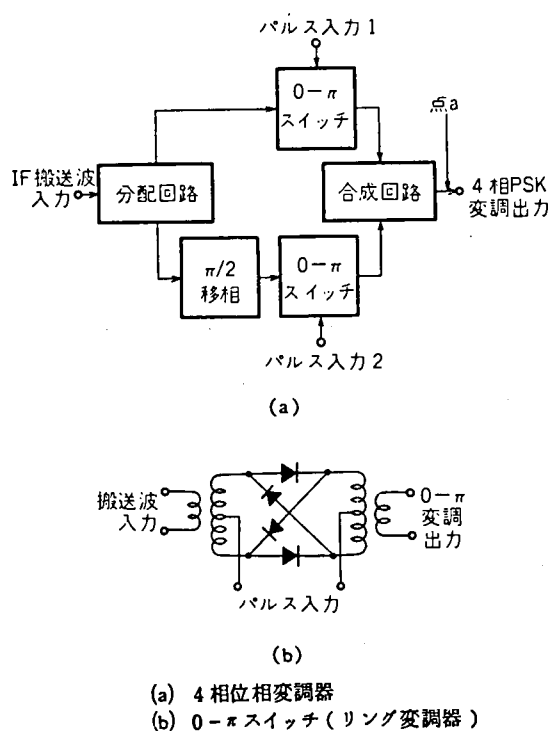


図 4.2 リング変調器を用いた 4 相位相変調器

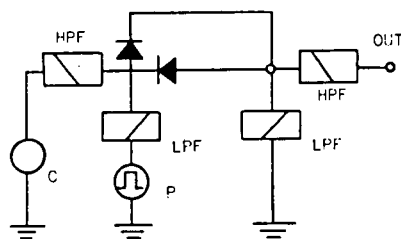


図 4.3 径路差切換形変調器

C：キャリア

P：ベースバンドパルス

これに対し、リング変調器（図 4.2(b) に示す）、コーワン変調器、スター変調器等によって代表される 2 重（あるいは 1 重）平衡形変調器はベースバンドパルスと搬送波パルスの両側（あるいは片側）に対して平衡がとられているので、不要波の漏えいがないほか、原理的にパルス幅変動の発生がないという利点がある<sup>(5)</sup>。

コアを用いたリング変調器は、従来 VHF 帯で賞用されてきたが、マイクロ波帯でこれを実現した例はなかった。しかし文献（10）において低レベルの駆動パルスによって立上り時間が速く、かつ振幅偏差・位相誤差の小さな搬送波パルスが得られることが判明したので、これを積極的に導入することとした。

また、この変調器は直交成分の発生も少ないことが実験的に確認されており、これを用いることによって設計方針の (i)~(v) を同時に満たすことが可能となった。リング変調器は集中定数素子回路であるが、ストリップライン回路にマウントしてハイブリッド IC 化することが可能であり、この場合、とくに調整に留意しなくても良好な特性が得られるので IC 化に有効であると考えられる。

また、図 4.2 の分配回路には先に述べた理由からパラレルライン形 3 dB 方向性結合器を用いている。またパラレルライン形方向性結合器の 2 つの出力端子の間には  $\pi/2$  の位相差があるので、2 つの 2 相位相変調器を直交させるための移相器をこれに兼用させることができる。信号の合成にあたっては、2 つの 2 相位相変調器相互間のまわりこみによるエコーをさけるため 1.7 GHz  $\pm$  500 MHz 以上の周波数範囲で大きなアイソレーション特性を有する Y 分岐形ハイブリッドを用いた<sup>(11)</sup>。

さらに変調器駆動用パルス増幅器にリタイミング機能をもたせ、2 系列の 400 Mb/s のベースバンドパルス間に  $\pm 500$  ps 程度の位相ずれがあっても正確な変調動作が行なえるようにし、他装置との接続条件をゆるやかにするとともにパルス幅変動に対する要求を満たすよう配慮した。

### 4.3.2 復調回路の構成法

復調回路はいくつかの機能回路から成立っており、図4.4のようなブロック図で示される。すなわち、4相PSK信号を位相検波・増幅し、2系列のベースバンドパルスを得る回路、これを識別再生する識別回路、復調用の基準搬送波を得るための基準搬送波抽出回路などである。以下に、それぞれの設計方針と回路構成を述べる。

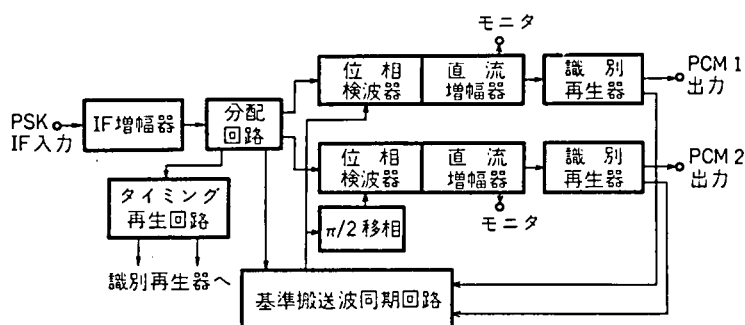


図 4.4 復調再生回路構成図

#### (1) 4 相位相復調器の構成法

4 相位相復調器（検波器と直流増幅器を含む）では、搬送波信号とベースバンドパルス信号が混在して復調動作が行なわれるので、回路間の整合について十分配慮することが必要である。復調器の実現にあたって留意したのは、以下の3点である。

- (i) 1.7 GHz $\pm$ 400 MHz、あるいは DC $\sim$ 400 MHz にわたる平坦で広帯域な振幅・遅延周波数特性の実現。
- (ii) 2つの検波器間の相互干渉および回路間の不整合によるエコーの抑圧。
- (iii) 温度変動に対する安定化をはかる。

従来、PSK信号の検波器としては分布定数形の回路が用いられてきた。しかしここでは、(i)～(ii)の条件を満たすため、変調回路に使用したのと同様のリング変調器を用いた。リング変調器は集中定数回路であり、分布定数形の検波器にくらべ広帯域特性が得やすく、また二重平衡回路であるため、PSK入力端子、基準搬送入力端子、ベースバンド信号出力端子それぞれの間のアイソレーションがとれ、多重反射による不要波の発生を少なくすることが容易であるからである。ただし、実際には1.7 GHzというマイクロ波帯のリング変調器であるため、ベースバンド信号端子への搬送波信号の漏えいが無視できないものになる（アイソレーションは15 dB程度

である)。そこで漏えい波が多重反射して不要波の原因とならないよう定抵抗回路の1つである整合分波回路をベースバンド出力端子に使用している<sup>(11)</sup>。また同様の理由から位相検波器の入力側信号分割回路には、パラレルライン形方向性結合器を用いている。

さて直流増幅器は、400 MB NRZ パルスをひずみ少なく伝送するため、直流から約 500 MHz という非常に広帯域な特性を持つ必要があり、しかも直流ドリフトはパルス識別のしきい値変動と等価であるからこれも十分小さくする必要がある。このような要求を満たすために、 $f_T$  が数 GHz の超高周波トランジスタ2個を同一パッケージに封入したペアトランジスタを使用し平衡接続とし、温度あるいは電源電圧変動による直流ドリフトがなるべくなくなるようにし、(iii) の要求条件を満足させることとした。

## (2) 識別再生回路の構成法

識別再生回路には識別不確定の電圧幅およびしきい値レベル変動がなるべく小さいこと、また出力パルスのジッタの少ないことが要求され、超高速パルス回路の場合には回路構成にかなりの工夫を要する。

高速の識別再生回路を実現する方法には、識別素子としてトンネルダイオード対を用いるものとトランジスタを用いるものの2種類が考えられる。前者は、すでに400MB 4相PSK信号用の高速識別回路として検討が行なわれており、検波ダイオードとトンネルダイオード対を低抵抗で接続し検波電流を直接識別する回路構成とすることによって、識別不確定幅  $\pm 2.5\%$  以内という良好な特性が実現できることが確認されている<sup>(11)(9)</sup>。しかし、トンネルダイオードは2端子素子であり、取扱いがむずかしいことや、IC化しにくい等の問題があるうえ、信頼度についても完全な保証を得るには至っていないという不安がある。

従来、高速識別再生回路にトンネルダイオードが用いられてきた理由としては、

(i) 高速スイッチングトランジスタの開発が十分でなく、高速スイッチング素子としてはトンネルダイオードを用いる以外に方法がなかった。

(ii) トランジスタ識別回路を400 MHz 帯で実現しようとするに識別不確定幅が、かなり大きな値となるので、検波器との間に低ドリフトの広帯域直流増幅器をそう入してこれを補償する必要がある。しかし、高周波トランジスタの開発が十分でなく実現性に不安があった。

などがあげられる。しかし、その後、高速スイッチングトランジスタの性能および製造技術がいちじるしい発展をとげたため、上記(i)、(ii)の問題点は必然的に解決されるに至った。とくに高速スイッチングトランジスタにおいてもペアトランジスタが容易に得られるようになったため、回路の特性向上がいつそう進められるとともに信頼度の向上をはかることが可能となった。またトランジスタはIC化により適した形態であると考えられる。

これまでに述べた理由から識別再生回路には高速ペアスイッチングトランジスタを用いることとした。

識別再生回路の設計に対する基本的考え方は以下のとおりである。

- (i) 識別不確定幅・しきい値レベル変動を小さくする。
- (ii) 瞬時サンプリングに近い動作を実現する。
- (iii) 温度変動や電圧変動に対する安定化をはかる。

このため項 3.4.1 で述べたと同様に識別再生回路を平衡形で構成することとした。これにより、温度や電圧変動に対する安定化がはかれると同時に識別器の感度を不平衡形に対して 2 倍に上げることができるので有効である。

またペアトランジスタを用いることは (iii) の条件に対しても有効である。

### (3) 基準搬送波同期回路の構成法

400 MB という高速変復調信号を取扱うことを考慮し、再変調比較形の搬送波同期回路を用いた。この場合、帰還ループの一巡遅延時間の影響により、引込み周波数範囲が狭められるので、要求される引込み周波数範囲を確保できない<sup>(6)(12)</sup>。また、定常位相誤差についても、 $\pm 14$  MHz の入力周波数変動および  $0^{\circ}\text{C}\sim 40^{\circ}\text{C}$  の温度変動に対して  $\pm 4^{\circ}$  以下を満たすことは難しい。そこで 3 章に詳述したようにループに並列に積分器をそう入し、無定位制御により位相誤差を抑圧すると共に、積分器としてデジタル形の可逆カウンタを用い、これに掃引回路をも兼用させて引込み周波数範囲の拡大をはかった。

## 4.4 試作変復調回路の特性

### 4.4.1 変調回路の特性

#### (i) 変調特性

変調器のスイッチング静特性は図 4.5 に示すとおりである。変調電圧に対する位相変化はかなり急激であり、同一位相から逆位相へ ( $0-\pi$  スイッチ) 鋭角状のスイッチ特性を示している一方、振幅変化は比較的ゆるやかな傾斜の直線状になっている。このことから、パルス駆動を行なったとき、搬送波の包絡線はパルスの電圧波形にほぼそって変化し、位相の切替点近くにおいても直交成分の発生が少ない非常に性能のよい  $0-\pi$  スイッチ動作が期待できることがわかる。

図 4.6 に位相変調器の変調位相誤差と変調振幅偏差を周囲温度  $0\sim 40^{\circ}\text{C}$  に対して測定した結果を示す。これからリング変調器は、変調出力の位相および振幅の偏差が小さく、しかも温度変化に対してきわめて安定であることが確認された。図 4.7 に示した波形写真は、変調出力における  $0$  相— $\pi$  相— $0$  相の変化をしている単一パルスに対する同期包絡線波形である。この写真からパ



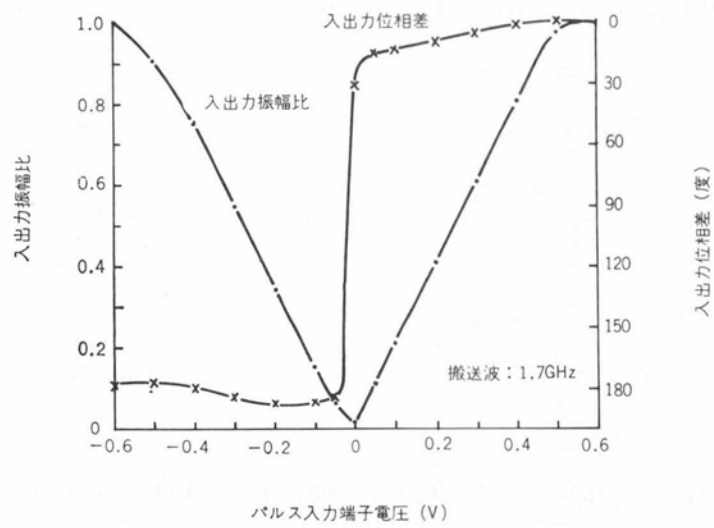


図 4.5 リング変調器のスイッチング静特性

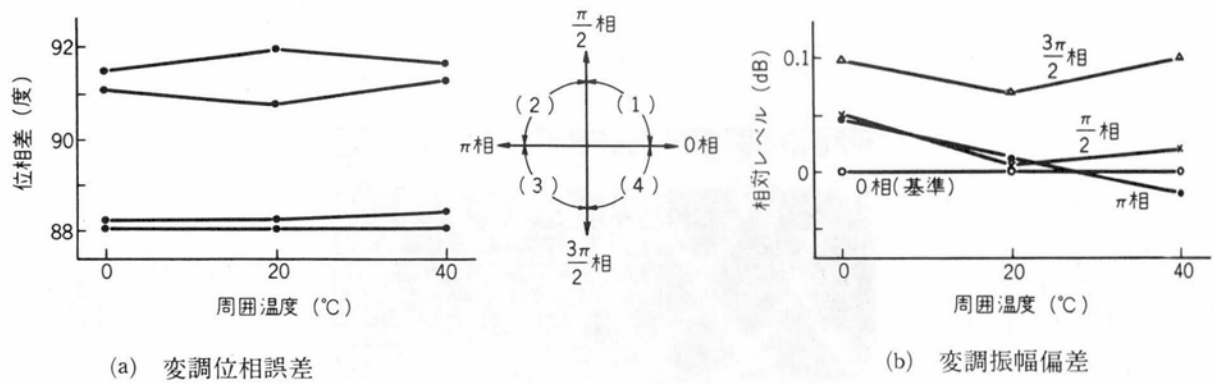
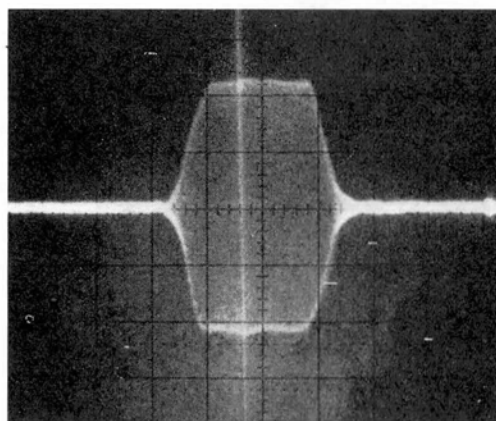


図 4.6 変調位相誤差および変調振幅偏差



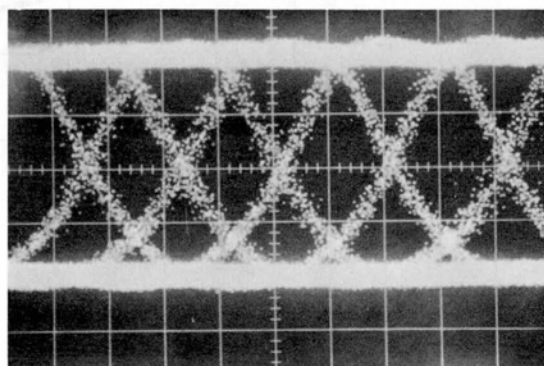
H : 1 ns/div

図 4.7 変調器出力同期包絡線波形

パルスの立上り立下り時間は約 0.5 ns であることが読みとれる。またこの波形の縦方向電圧を十分に拡大して、単一パルス前後の不要波・エコーを観測することにより、このレベルがパルスの最大値に比較して  $-32$  dB 以下であることが確認できた。このことは先に述べた不要波発生抑圧の手法が有効であることを示していると考えてよい。また変調波のパルス幅変動に関しては、15 段擬似ランダムパルスによるアイパターンの観測から、その値が十分小さいことがわかった。

(ii) 変調器駆動用パルス増幅器

変調用の 2 系列のベースバンドパルスと、タイミング波の位相関係が正規の状態から偏移しても正しい変調が行なわれるよう、ここではリタイミング機能を有するパルス増幅器を変調器駆動用として用いており、図 4.8 に示すように入力位相余裕  $\pm 650$  ps, パルス幅変動  $\pm 75$  ps, 立上り・立下り時間 500 ps の良好なパルス増幅器を実現している<sup>(13)</sup>。図 4.9 に変調回路外観を示す。



H : 200 ps/div  
V : 500 mV/div

図 4.8 リタイミングパルス増幅器の特性

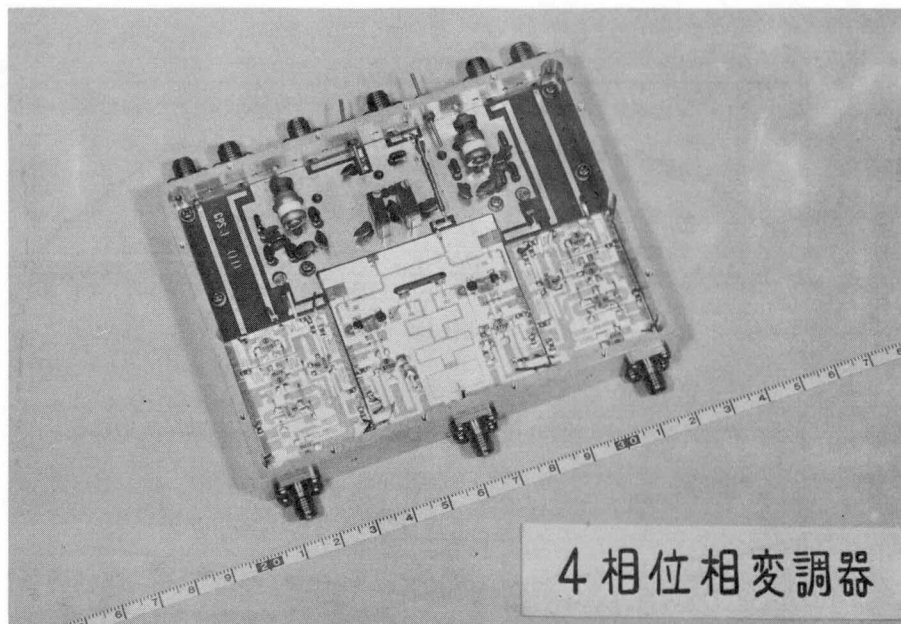


図 4.9 変調回路の外観

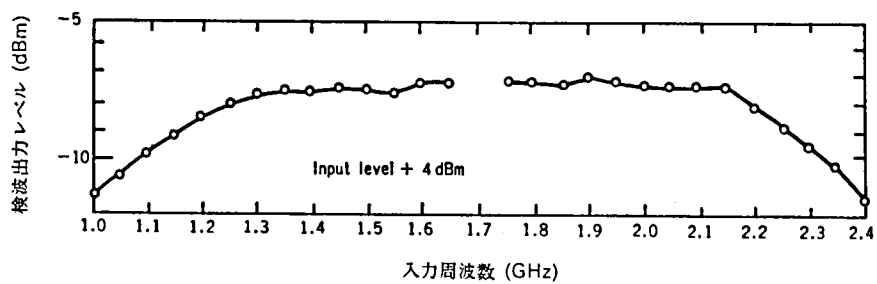
#### 4.4.2 復調回路の特性

##### (I) 4 相位相検波器・直流増幅器の特性

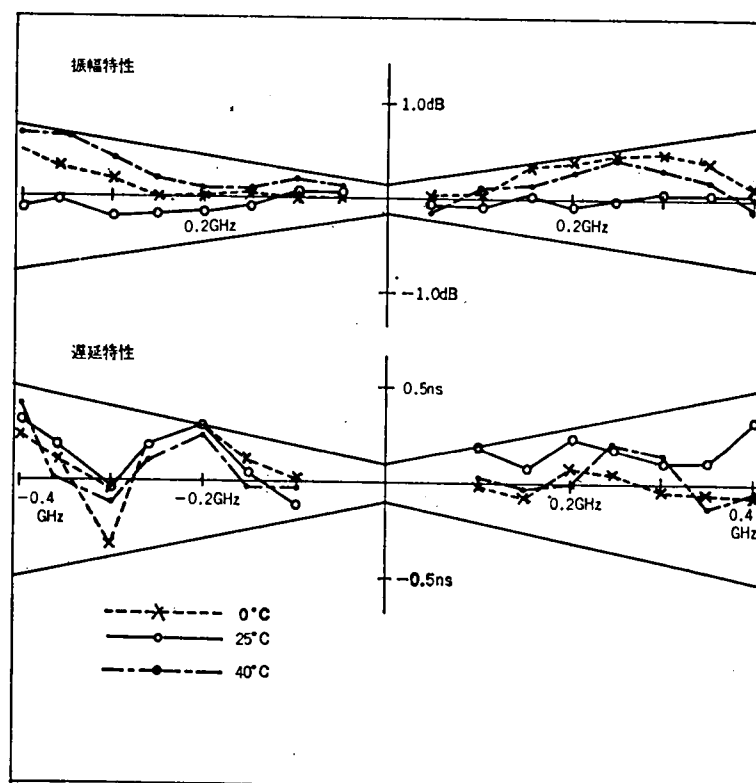
リング形位相検波器の振幅周波数特性ならびに復調回路の受信入力端子から識別再生器入力端子までの振幅遅延周波数特性を図 4.10 に示す。これから  $1.7\text{ GHz} \pm 400\text{ MHz}$  という広帯域にもかかわらず、平坦な特性が得られていることがわかる。また、温度変動に対しても安定であることがわかる。図 4.11 に実際の回路構成の一例を示す。

##### (II) 識別再生回路の特性

識別再生回路の識別不確定幅（出力パルスのジッタが  $150\text{ ps}$  以上となったときを識別不確定と定義する<sup>(14)</sup>）は  $20\text{ mV}$  以下、しきい値のドリフトは周囲温度  $0^\circ\text{C} \sim 40^\circ\text{C}$  において  $5\text{ mV}$  以下であった。図 4.12 は標準レベルのパルスを識別器に加え、タイミングクロックの識別時間位置をずらして、識別不確定幅としきい値電圧を測定した結果である。入力信号の速い変化に対しても波形に追従した識別動作を行っており、これから識別動作がほぼ瞬時サンプリングに近いことがわかる。図 4.13 は復調回路総合の識別不確定幅としきい値変動特性を、途中に  $0$  相から  $\pi$  相への変換を 1 つ含んだ 9 ビットパターンについて測定したものである<sup>(9)</sup>。この特性は、識別再生回路の特性はもちろん IF 回路の位相ドリフト、位相検波器および直流増幅器のドリフト、さらに



(a) リング形位相検波器の周波数特性



(b) 復調回路総合振幅遅延特性

図 4.10 復調回路振幅・遅延周波数特性

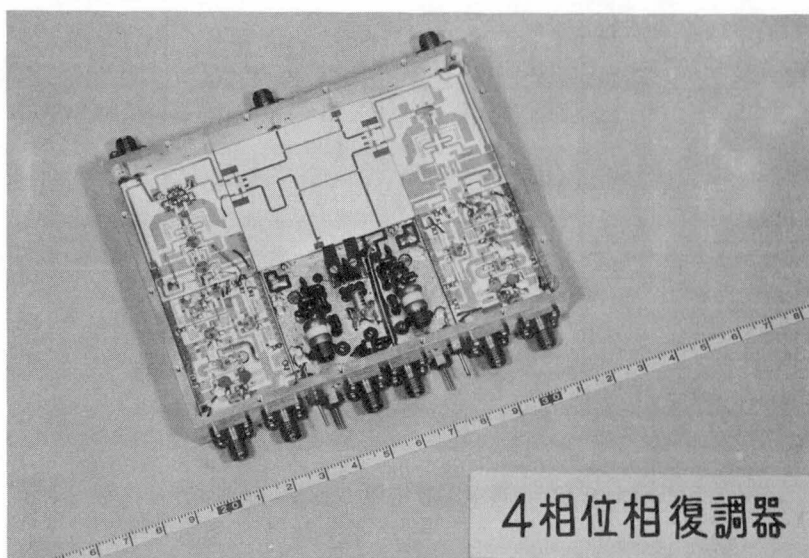


図 4.11 復調回路の外観

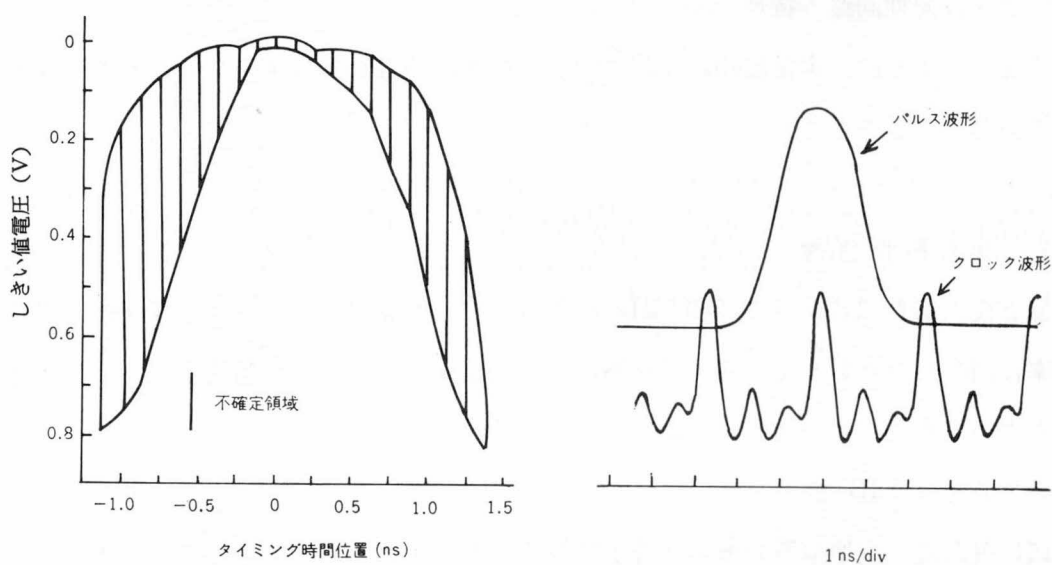


図 4.12 タイミング位置をずらしたときのしきい値電圧

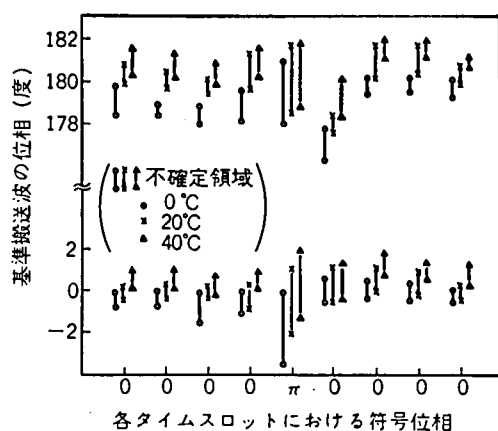


図 4.13 識別不確定幅・しきい値変動

は P S K 変調器をはじめ伝送系全体からきまる波形のくずれによる影響をも含んだものである。この測定結果にみるとおり、温度特性をも含めて良好な特性を示しており、これはとりもなおさず、復調回路全体が良好な動作特性を示していると考えてよい。

### (Ⅲ) 搬送波同期回路の特性

3 章で述べたように、定常位相誤差特性引込み特性、雑音特性にすぐれ、かつ安定な動作特性を有する回路が実現できる。

#### 4.4.3 総合動作特性

変調部と復調部を 3 dB 低下 540 MHz 幅の 5 段トムソンフィルタを介して接続し測定した符号誤り率は図 4.14 のとおりである。伝送路に帯域制限がない場合の理想値からの  $C/N$  (無変調搬送波電力対熱雑音電力) 劣化は、誤り率  $10^{-9}$  の点で、常温では約 0.8 dB,  $0 \sim 40^\circ\text{C}$  の温度範囲において最悪 1.3 dB である。

図 4.15 は復調部直流増幅器のモニタ端子で観測したアイダイヤグラムであり、先の符号誤り率特性がよいことを裏付けるに足る特性である。図 4.16 は復調部の入力レベル変動に対する  $C/N$  劣化特性であり、6 dB の変化に対して 0.6 dB 程度とかなり安定であることがわかる。これは各回路の動作が良好なのはもちろんであるが、特に識別不確定幅が非常に小さいためと考えられる。また、入力 I F 周波数を変えた場合の  $C/N$  劣化は  $\pm 20$  MHz の変化に対して 0.2 dB の変化幅に収まっており、復調部、特に基準搬送波再生回路の無定位制御が良好であることを示している<sup>(6)</sup>。

以上の特性から、各回路は、403 MB 4 相 P S K という高速の変復調にもかかわらず、ほぼ設計どおりの動作を行っており、しかも極めて安定であることが確認できた。図 4.17 に変復調整

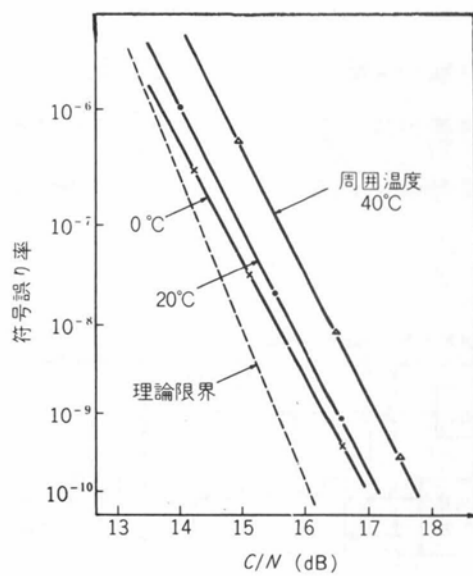
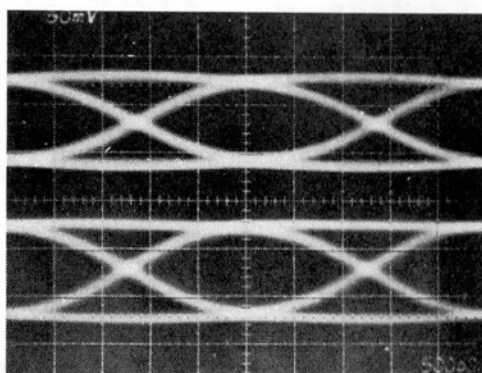


図 4.14 変復調折返し符号誤り率



上 : PCM1 横軸 : 500ps/div  
下 : PCM2

図 4.15 モニタ端子におけるアイダイヤグラム

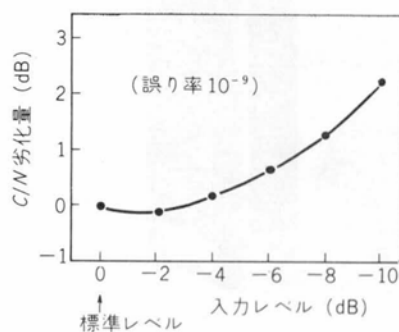


図 4.16 復調装置入力レベル変動による  $C/N$  劣化

のブロック図を図4.18にその外観を示す。

また、これらの回路技術とミリ波送受信変換技術、遅延等化技術等を組み合わせてミリ波送受信装置を構成し、15.3 km 長の導波管線路を用いて 806 Mb/s 4 相 PSK 信号の伝送実験を行なった<sup>(15)-(18)</sup>。伝送実験で得られた符号誤り率特性のヒストグラムを図4.19に示す。線路歪雑音、残

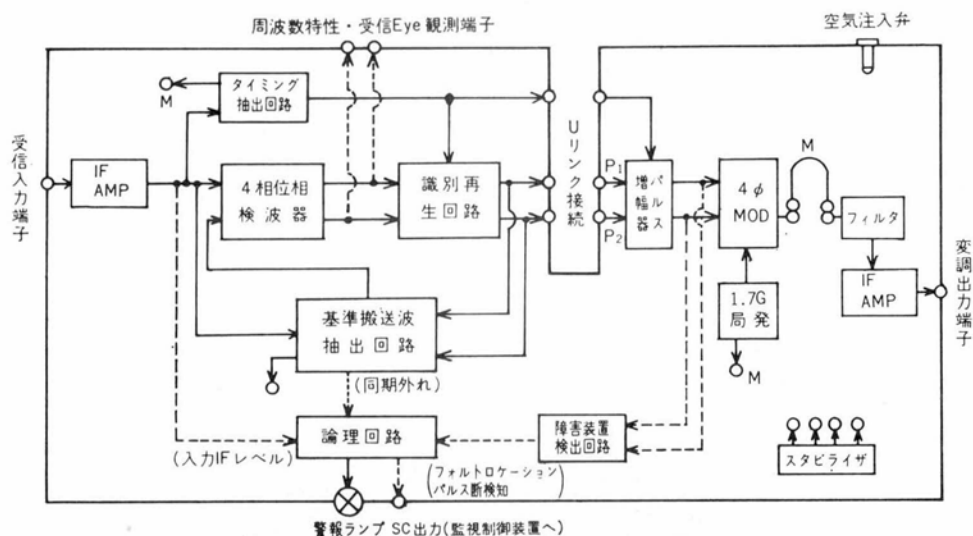


図 4.17 変復調盤ブロック図 (Mはモニタ端子)

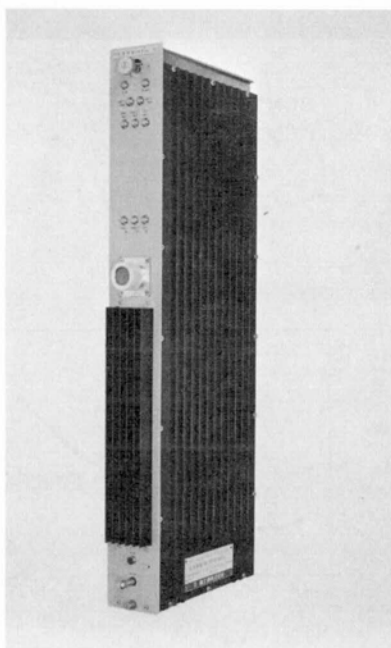


図 4.18 変復調盤の外観



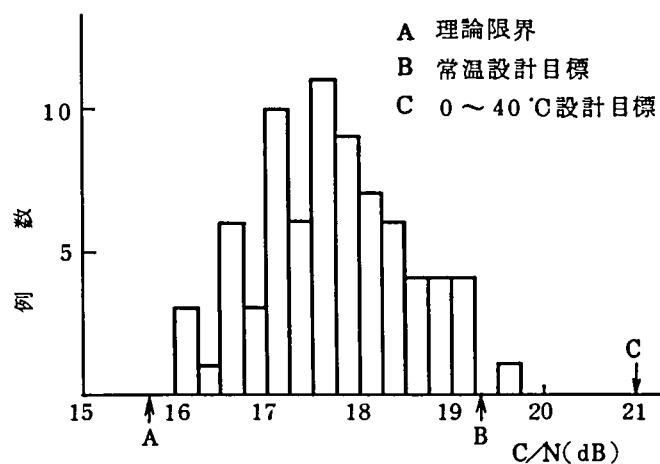


図 4.19 区間符号誤り率  $10^{-9}$  を与える  
C/N 値のヒストグラム

留遅延歪などの影響により、変復調折返し特性にくらべて所要  $C/N$  が増加しているが、設計目標を満たす、良好な特性が得られていることがわかる。また、70時間にわたる連続運転試験を行ない安定な動作を示すことを確めた。その様子を図 4.20に示す。

#### 4.6 ま と め

高速デジタル位相変復調回路の動作に影響を与える要因について統一的・定量的に分析し、上記回路の一般的な設計法を明らかにした。

また、上記結果の妥当性を確認するため、1.7 GHz 帯において 403 MB 4 相 PSK 同期検波方式の変復調回路を試作し良好な結果を得た。試作に当っては各劣化要因をできるだけ小さく抑えるため、以下のような設計を行なった。すなわち、二重平衡形リング変調器を用い波形ひずみやパルス幅変動が少なく、かつ立上り・立下り時間の速い変調波を得た。また、回路内エコーや不要波抑圧の観点からパラレルライン形方向性結合器や整合分波回路が有効であることを指摘し、これを使用した。

一方、復調部では、識別再生器の高感度化を図ると共に、予想される周波数変動に対して安定な復調を行なえるよう位相同期回路に無定位制御と掃引の両機能を有するデジタル可逆カウンタを付加し、引込み周波数範囲の拡大と定常位相誤差の抑圧を図った。

これらの考案の結果、変調部と復調部を 3 dB 低下 540 MHz 幅の 5 段トムソンフィルタを介して接続したときの符号誤り率特性は、伝送路に帯域制限がない場合の理想値からの  $C/N$  劣化が、誤り率  $10^{-9}$  の点で常温では約 0.8 dB,  $0^{\circ}\text{C}\sim 40^{\circ}\text{C}$  の温度範囲において最悪 1.3 dB という

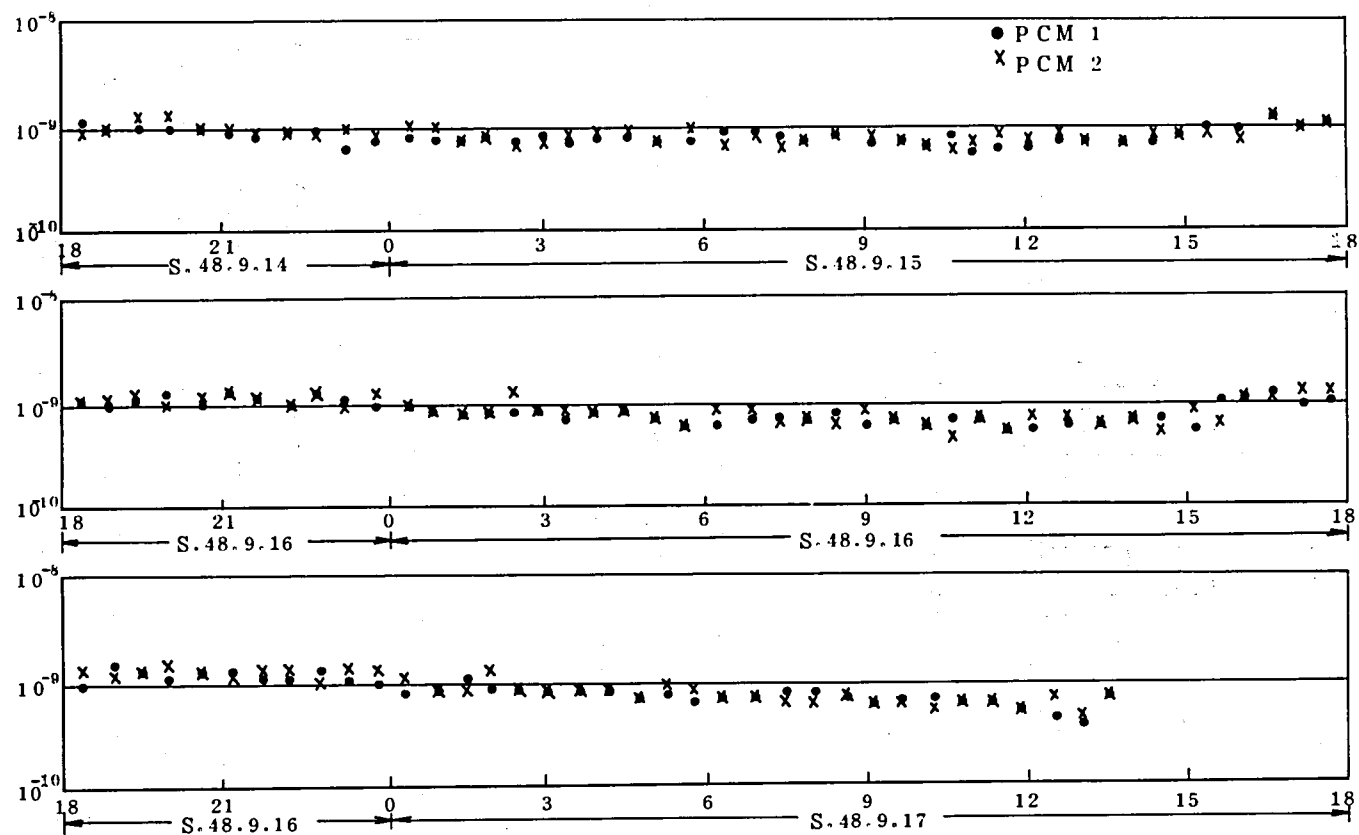


図 4.20 10 中継回線の連続運転試験

良好なものであった。また、レベルや周波数の変動に対しても安定に動作することを確認した。

さらに、送受信盤、遅延等化盤等とともに中継装置を構成し、ミリ波導波管を用いた伝送実験を行ない、高速デジタル信号の伝送が可能であることを立証した。

本論文で述べた理論的・実験的検討結果は高速変復調回路の一般的な設計法を与えるものであり、準ミリ波やミリ波などの高速搬送波PCM方式に広く適用できるほか、より高速（例えば800 MB 4相PSK）の変復調回路実現の可能性があると考える。

## 文 献

- (1) K. Miyauchi, et al. : Characteristics of an Experimental Guided Millimeter-wave Transmission System, IEEE Trans., COM-20, 4, p.808 (Aug. 1972)
- (2) W. M. Hubbard, et al. : Multilevel Modulation Techniques for Millimeter Guided Waves, Bell Syst. Tech. J., 49, 1, p.33 (Jan. 1970)
- (3) C. S. A. Smith : Modulation Methods for Waveguide Systems, Conf. of Trunk Telecommunication by Guided Waves, (Sept. 1970)
- (4) 石尾, 関, 鷺尾, 山下 : 高速変復調回路, 信学論B, '58, 2, pp. 68—75, 1975
- (5) 関, 大黒, 柳本, 町田 : 1.7 GHz 帯高速位相変調回路の比較, 信学会マイクロ波研究会資料, MW71—8, 1971
- (6) 石尾, 関, 藤井 : 806 Mb/s 4相PSK 伝送用搬送波同期回路の設計と特性, 信学論B, 57, 10, pp. 625—632, 1974
- (7) 関, ほか : 400 MB 4相PSK ミリ波中継装置変復調部の設計, 信学会通信方式研資料, CS 71—114, (1971—12)
- (8) 石尾, 鷺尾, 藤井, 阿部 : 高速4相PSK変復調回路, 通研実報, 23, 11, pp. 2519—2551, 1974
- (9) 関, 石尾, 柳本 : 試作4相PSK ミリメートル波中継装置の変復調回路, 21, 5, pp. 835—857, 1972
- (10) 泉, 大黒, 山田 : 1.7 GHz 帯高速リング変調器, 信学会マイクロ波研究会資料, MW71—34, 1971
- (11) 町田, 石尾, 阿部 : 高速パルス変復調回路の集積化, 通研実報, 23, 11, p. 2605, 1974
- (12) 大黒 : 遅延を含む位相同期回路の解析, 通研実報, 23, 11, pp. 2617—2626, 1974
- (13) 石尾, 滝本, ほか : 超高速パルス増幅器の特性, 昭 48 信学会全大, 742

- (14) 鷺尾, 大黒: ミリ波 4 相 P S K 中継装置用トランジスタ識別回路の特性, 昭 47 信学会全大, 783
- (15) 宮内, 関, 石田, 泉: W-40 G ミリメートル波導波管伝送方式, 研実報, 23, 11, pp. 2201-2254, 1974
- (16) 石田, 石尾, 中川, 山田, 岡本, 室田: W-40 G 方式中継伝送路特性, 研実報, 23, 11, pp. 2407-2448, 1974
- (17) 関, 石田, 赤池, 冠, 石尾, 山本: W-40 G 方式用ミリメートル波送受信装置, 研実報, 23, 11, pp. 2273-2316, 1974
- (18) 稲葉, 木村, 池内, 村上, 泉, 柳本: W-40 G 方式現場試験回線, 研実報, 23, 11, pp. 2255-2272, 1974

## 第5章 高速多値振幅位相変調方式

### 5.1 ま え が き

近年、マイクロ波、準ミリ波、ミリ波などを用いる通信方式において高速デジタル伝送技術は非常に重要なものとなってきた。

また、このような方式では限られた伝送周波数帯域内でより多くの情報をいかに能率よく伝送するかということが伝送方式設計上の重要な課題の1つとなっている。

従来、搬送波デジタル伝送方式においては、このような目的にかなった変復調方式として4相位相変調同期検波方式を広く用いてきた。しかし、近年、画像、データ信号などの情報の多様化と増加、ならびに国内マイクロ回線網の稠密化に伴ない、伝送周波数帯域のさらに効率的な利用が要求されるようになってきた。

その1つの方向として4相以上の多相位相変調や多値振幅変調によって周波数利用効率を高めることが試みられているが<sup>(1)(2)</sup>、単に位相あるいは振幅だけの一次元的な多レベル化では真に伝送周波数帯域を効率的に利用することは難かしい。例えば、位相変調方式では多相化をはかることにより伝送帯域を増さずに情報伝送量を増加させることができるが、相数を増すに従って一定の符号誤り率を得るために必要な  $C/N$ （搬送波電力対雑音電力比）が急激に増大するため、単に相数を増すことによって多重度を上げる方法は、方式設計上、必ずしも得策とは言えないからである。

1960年代に Cahn, Hancock, Lucky らによって提案された振幅位相変調方式 (Amplitude and Phase Shift Keying) は<sup>(3)(4)</sup>、振幅と位相の二次元的な多レベル化を行なうことによって、これらの問題を解決しようとしたものであり、これまでに種々の信号点配置を有する振幅位相変調方式が考案されてきた。また、その後の検討により、8レベル以上の場合には単なる位相変調方式や振幅変調方式にくらべて振幅位相変調方式の方が効率のよい変調方式であることが明らかにされている。

しかし、振幅位相変調方式は変調ならびに復調における信号処理技術が複雑であるため、これを高速デジタル伝送方式に適用する事は困難であるとされていた。すなわち高速化にあたっての問題点として以下のようなものが考えられた。

- (1) マイクロ波やミリ波通信のような高周波帯で高速デジタル伝送を行なう方式では、高性能な多値識別回路や、正確な多レベルの振幅あるいは位相変調回路を実現することが難しい。
- (2) 2値信号を多値化する場合、あるいは多値信号を2値化する場合に複雑な高速論理演算を行なう必要があるため、システム規模が大きくなり、その信頼性が低下する可能性がある。

(3) 振幅位相変調信号から安定な同期検波用の基準搬送波を再生するために複雑な回路を必要とする。

最近に至って衛星通信回線やデータ回線における周波数有効利用や高速データ信号の伝送などを目的として振幅位相変調を用いた2～3の報告がなされているが、<sup>(5)(6)</sup> これらの報告では振幅位相変調方式の採用に伴って生ずる変復調回路の複雑化を高密度集積回路の使用によって避けており、回路構成の複雑化という問題を解決しているわけではない。また、集積回路を使用したことにより、数MB以下の変調速度を有する伝送方式にしか適用できないという難点があった。

本章の目的は、上記のような困難を解決し、マイクロ波やミリ波を用いる高速ディジタル伝送方式に周波数利用効率の秀れた高速の振幅位相変調方式を導入しようとするものである。すなわち、重畳変調という新たな概念を提案し、これにもとづいた新しい変復調回路の構成法を提案するとともに<sup>(7)</sup>、16値振幅位相変調方式の場合を例にとりて、その原理と特長、符号誤り率特性、帯域制限特性、位相同期回路の設計法について述べたものである。

また、搬送周波数 1.7 GHz、変調速度 100 MB における 16 値伝送（情報伝送速度 400 Mb/s）の変復調折返しの実験結果について述べ、基本的な特性が良好であることを述べると共に、さらに、変調速度 400 MB での同様の実験結果を述べ、1.6 Gb/s 伝送が可能であることを示した。その結果、比較的簡易な構成で高速の振幅位相変調方式用変復調回路が実現可能なことを明らかにした。

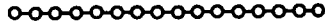
## 5.2 変復調方式の比較

これまでに、種々の形の信号配置をもつ多値振幅位相変調が提案されているが、以下ではその代表的な幾つかの信号配置について、多値振幅変調、多値位相変調を含めて符号誤り率特性、チャンネル容量の観点から比較を行なう。

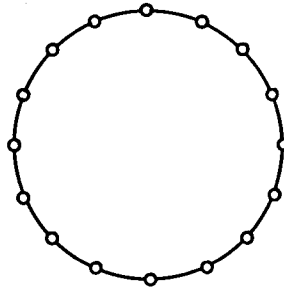
### 5.2.1 信号配置と符号誤り率特性

多値振幅位相変調の信号配置には種々のものがあるが、これらは大きく4つのカテゴリに分類できる<sup>(6)</sup>。すなわち、(a) Circular type, (b) Triangular type, (c) Rectangular type, (d) Hexagonal type の4つである。いま、多値数が16（あるいはアルファベットサイズが16）の場合について、これらの代表的な信号配値を図5.1に示す。同図には16相位相変調ならびに16レベル振幅変調をも合わせて示した。

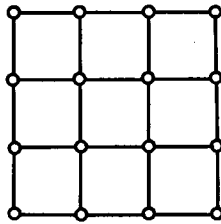
これらの信号配置の優劣を論ずる場合の基準の1つに誤り率特性を用いるのは伝送方式設計の観点から妥当である。文献(6)によれば、アルファベットサイズが $M$ の振幅位相変調信号のシンボ



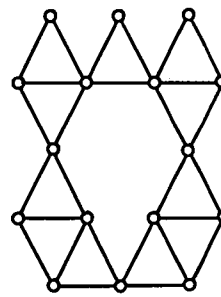
(a) 振 幅 変 調



(b) 位 相 変 調

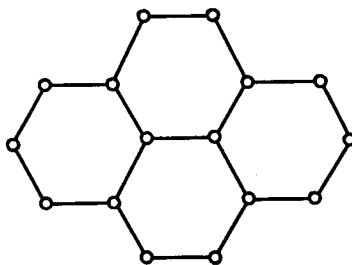


(c) Rectangular

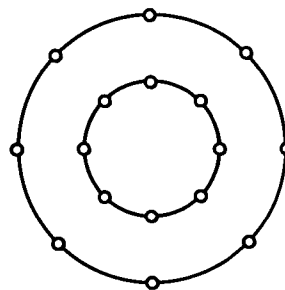


(d) Triangular

振 幅  
位 相  
変 調



(e) Hexagonal



(f) Circular

図 5.1 代表的な変調方式の信号配置

ル誤り率  $P_E$  は次式で表わされる。

$$P_E = \frac{1}{M} \sqrt{\frac{1}{2\pi}} \sum_{i=1}^M \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^M \frac{\exp(-|S_i - S_j|^2 / 4\sigma^2)}{|S_i - S_j| / \sqrt{2}\sigma} \quad (5.1)$$

ここで  $S_i = a_i + jb_i$  ( $i = 1 \dots M$ ) であり各信号点のシグナルスペースダイアグラム上のベクトル表示である。 $\sigma^2$  はガウス雑音電力を示す。(5.1) を図 5.1 の各信号配置に対して計算した結果を図 5.2 に示す。 $S/N$  を平均電力で考えるかピーク電力で考えるかによって結果が多少異なるが、Circular  $\rightarrow$  Triangular  $\rightarrow$  Rectangular  $\rightarrow$  Hexagonal の順に次第に誤り率特性が劣化していくことがわかる。この傾向はアルファベットサイズ  $M$  を大きくしても小さくしてもほとんど変わらない<sup>(6)</sup>。そこで、比較的計算が容易な Rectangular について  $M$  を変えたときの誤り率特性の劣化の様子を位相変調、振幅変調をも含めて図 5.3 に示す<sup>(7)</sup>。この計算では復調方法として同期検波瞬時識別を仮定し、シグナルスペースダイアグラム上における信号点間の最短距離が熱雑音に対する余裕に近似的に比例するものと考えて、2 相位相変調方式からの  $S/N$  劣化を求めている。図から明らかなように  $M$  を増大する場合には、単に振幅や位相のみの 1 次元的な多レベル化あるいは多相化は  $M$  の増加と共に著しく不利になることがわかる。

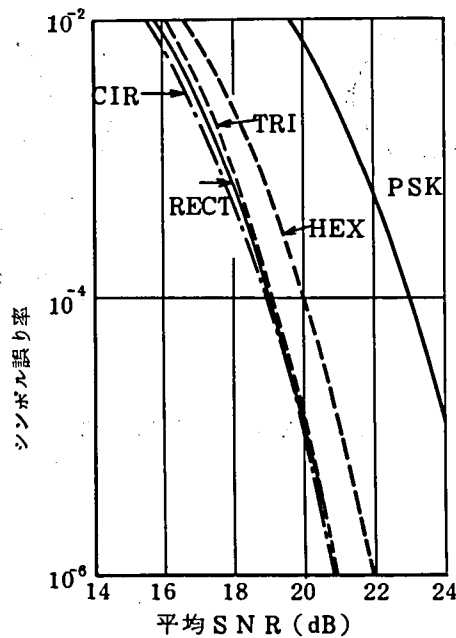


図 5.2 代表的な APSK の比較<sup>(6)</sup>



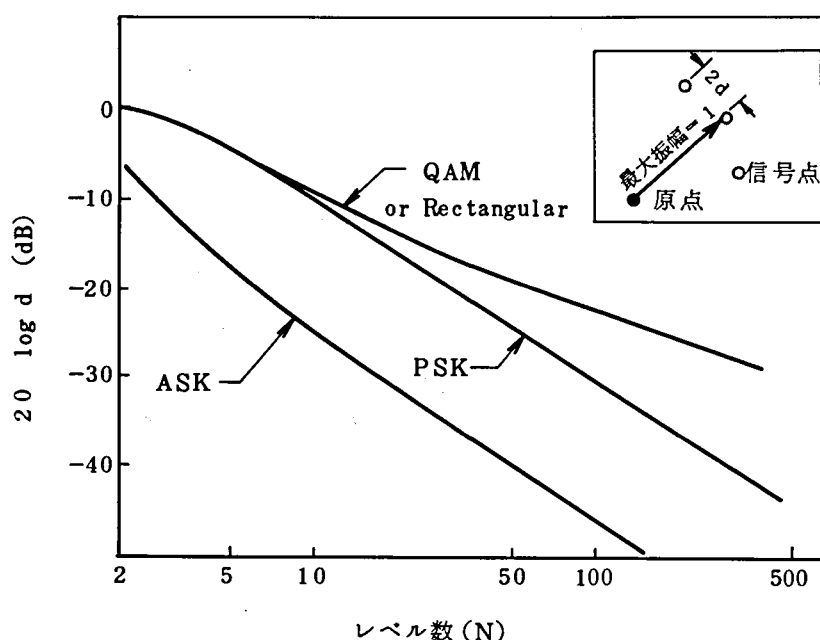


図 5.3 伝送レベル数と信号点間距離(d)との関係

### 5.2.2 チャンネル容量

変調方式の比較のもう 1 つの目安は単位伝送帯域あたりのビット数で表わした伝送速度である。すなわち、シャノンの定理によれば平均信号電力と相加的な白色ガウス雑音を与えられた場合、帯域制限されたチャンネルの容量  $C$  は次式で与えられる。

$$C = W \log_2 \left( 1 + \frac{S}{N} \right) \quad (5.2)$$

ここで、 $W$  は単位利得を持ち、周波数範囲  $W$  (Hz) にて直線的な位相特性を持ち、他の周波数に対しては利得が零であるような帯域で定義される。振幅位相変調と位相変調に対し単位帯域あたりのチャンネル容量  $C/W$  をシャノンの限界と比較したものを図 5.4 に示す<sup>(4)(8)</sup>。

これから、高  $S/N$  が得られれば、振幅位相変調を用いてチャンネルのより効率のよい使用が可能であること、および  $S/N$  が 11 dB 以下では位相変調が有利であることがわかる。

以上のことから、振幅位相変調方式はシンボルあたり 3 ビットの情報をもつ場合には位相変調、振幅変調にくらべ常に効率のよい変調方式であると結論できる。一方、どのような信号配置を有する振幅位相変調が良いかは上記の結論と回路構成の容易さから決めるべきのものである。以下では重畳変調という考えを用いることにより Rectangular 型の信号配置が実現でき、かつこれが高速パルス伝送に適すると共に、容易にアルファベットサイズを拡大できることを述べる。

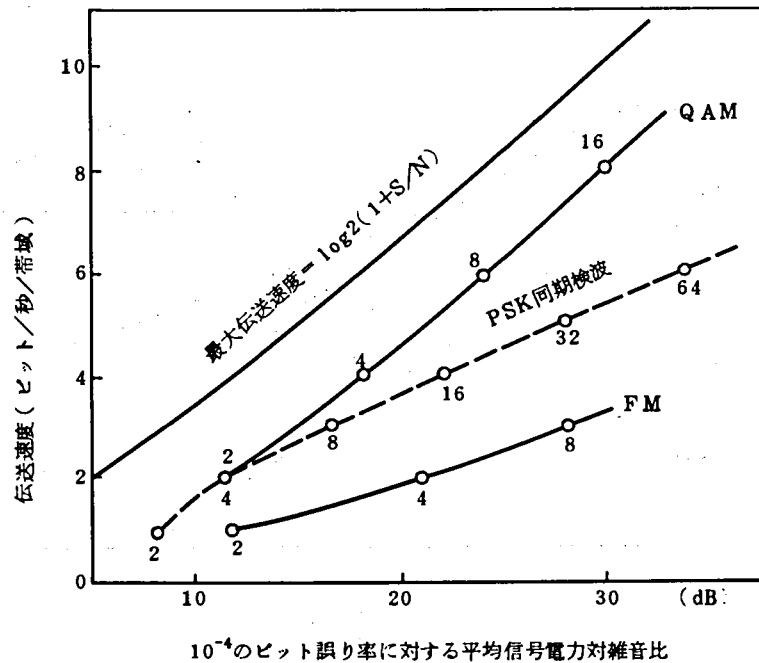


図 5.4 平均信号電力を一定とした時の変復調方式の比較(8)

### 5.3 重畳変調の原理

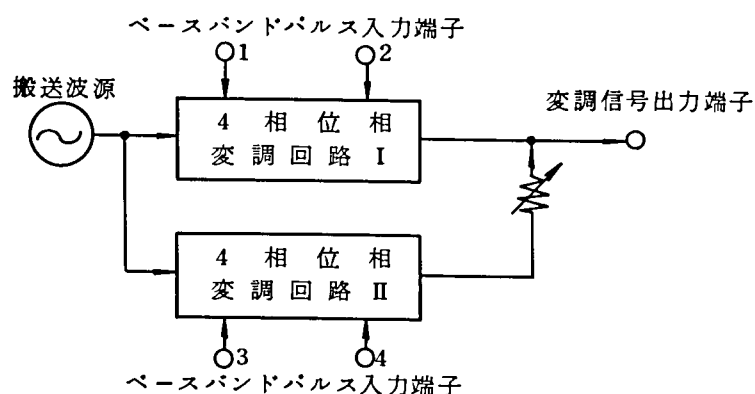
5.2 節で振幅位相変調方式が周波数使用効率が優れていることを述べた。本節では重畳変調の原理を用いることにより、振幅位相変調が容易に実現できることを16値伝送の場合を例にとり示す<sup>(9)-(11)</sup>。

#### 5.3.1 変調方法

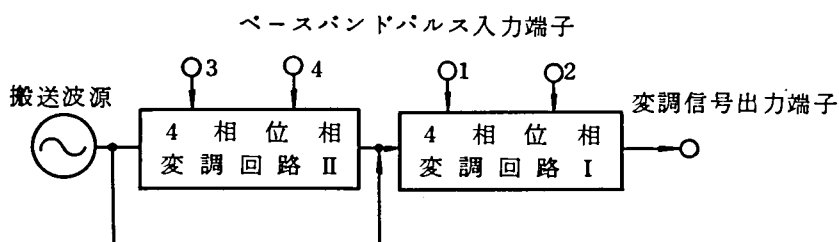
図5.5に16値重畳変調回路の2種類の構成例を示す<sup>(9)-(11)</sup>。同図(a)は2つの4相位相変調回路を並列接続する方法であり、(b)は直列接続する方法である。いずれの回路構成をとっても16値の振幅位相変調信号が得られるが、直列接続形では、4相位相変調回路Ⅱで生じた広帯域なスペクトラムを有する位相変調信号を4相位相変調回路Ⅰで再び変調するため歪の少ない振幅位相変調信号を得るには、4相位相変調回路Ⅰの通過損失(あるいは遅延)周波数特性が広い帯域内で平坦であることが必要となる。したがって、実用的な点からは同図(a)の並列接続形が望ましい。

以下では図5.5(a)の構成にもとづいて変調の動作原理を述べる。

4相位相変調回路Ⅰの出力を第1パス信号  $S_1(t)$  と呼ぶものとする、 $S_1(t)$  はよく知られているように次式で表わされる。



(a) 並列接続形



(b) 直列接続形

図 5.5 変調回路の構成

$$S_1(t) = a_i^1 \sin(\omega t + \theta) + b_i^1 \cos(\omega t + \theta) \quad (5.3)$$

ここで  $a_i^1, b_i^1$  ; ベースバンドパルス入力端子 1, 2 へのパルス信号

1 あるいは -1

また、その信号ベクトル図は図 5.6(a) のようになる。同様に他の 2 系列のベースバンドパルス信号 3, 4 によって 4 相位相変調回路 II を駆動し、得られた位相変調信号の振幅を減衰器で適当に減衰させると図 5.6(b) に示す信号ベクトルが得られる。これらの信号を第 2 パス信号  $S_2(t)$  と呼ぶものとする、 $S_2(t)$  は次式で表わされる。

$$S_2(t) = \alpha a_i^2 \sin(\omega t + \theta) + \alpha b_i^2 \cos(\omega t + \theta) \quad (5.4)$$

ここで  $\alpha$  : 減衰器の減衰量

$a_i^2, b_i^2$  : ベースバンドパルス入力端子 3, 4 の入力, 1 あるいは -1

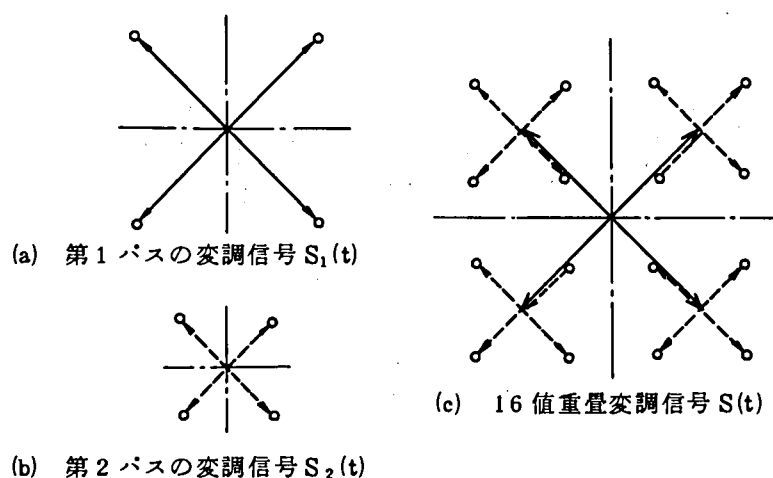


図 5.6 16 値重畳変調信号のベクトル図

したがって第 1 パス信号と第 2 パス信号を同位相でベクトル加算することにより図 5.6(c) に示す信号ベクトル配置を有する 16 値振幅位相変調信号  $S(t)$  が得られる。

$$\begin{aligned}
 S(t) &= S_1(t) + S_2(t) \\
 &= (a_i^1 + \alpha a_i^2) \sin(\omega t + \theta) + (b_i^1 + \alpha b_i^2) \cos(\omega t + \theta)
 \end{aligned}
 \tag{5.5}$$

$\alpha$  は減衰器の減衰量を変えることにより自由に選択できるが、 $\alpha$  が 0.5 の場合は従来からよく知られている 4 レベル QAM (Quadrature AM) と同様の信号ベクトル配置となることが容易にわかる。

### 5.3.2 復 調 方 法

16 値重畳変調信号は図 5.6(c) から明らかなように振幅の大きな第 1 パス信号に振幅の小さな第 2 パス信号がベクトルの的に重畳した形となっている。ここで提案する復調方法は、このようなシグナルスペースダイアグラムの特徴をとらえ、第 2 パス信号を第 1 パス信号に対する一種の干渉波とみなして復調を行なうものである。すなわち、まず振幅の大きな第 1 パス信号を、4 相位相変調信号に干渉波が重畳されたものとみなして通常の 4 相位相復調回路で復調する。次に受信した 16 値重畳変調信号から第 1 パス信号成分を取り去って第 2 パス信号成分を得、これを復調するものである。

基本的な復調回路の構成を図 5.7 に示す。図中、点線で囲んだ部分は高速 4 相位相変調信号の復調に用いられる再変調比較形搬送波再生回路<sup>(12)</sup> と同一の構成である。

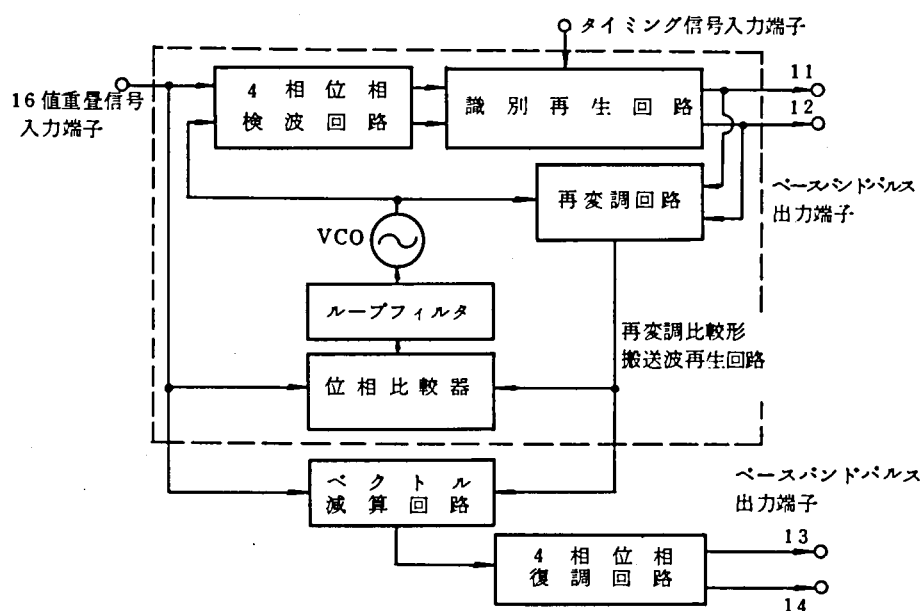


図 5.7 重畳変調方式復調回路の構成

3章で明らかにしたように、再変調比較形搬送波再生回路の特徴の一つは、受信した信号と同じ信号形式をもち、かつその搬送波位相が受信信号位相と同期した出力を再変調器出力として再生する点にある。

いま、図 5.6(c)に示す16値重畳変調信号を受信した場合を考える。この場合、先に述べたように振幅の小さな第2パス信号は干渉波と考えられる。したがって、第2パス信号がランダム変調された4相位相変調信号であれば、位相比較器の出力の直流成分は生じない。いま、再変調比較形搬送波同期回路のループの帯域が適当に設計されているとすると第1パス信号の同期復調に対する第2パス信号の影響は小さく、従って図 5.7の搬送波再生回路は振幅の大きな第1パス信号に位相同期し、出力端子11, 12には図 5.5のベースバンドパルス1, 2に対応したパルス列が再生されると共に、再変調器出力には図 5.6(a)の第1パス信号が再生される。

次に、ベクトル減算回路を用いて受信した16値重畳変調信号から再変調器出力（すなわち第1パス信号）をベクトルの的に減算すると、その出力として図 5.6(b)に示した第2パス信号が得られる。そこで、別に設けた4相位相復調回路により、ベクトル減算回路の出力を復調すれば、出力端子13, 14に図 5.5のベースバンドパルス3, 4に対応したパルス列が再生され、16値重畳変調信号の復調が完了する。

また、16値振幅位相変調信号が第1パス信号と第2パス信号の重畳したものであるという特徴

を利用することにより幾つかの異なった復調方法を考えることができる<sup>(11)</sup>。以下に、そのうちの1つについて述べる<sup>(10)</sup>。

図 5.7 の復調回路では受信した16値振幅位相変調信号から第1パス信号を減算する操作を搬送波帯で行なったが、これをベースバンド帯で行なうことも可能である。

受信した16値振幅位相変調信号  $S(t)$  を次式で表わす。

$$S(t) = \sum_i g(t-iT) \{(a_i^1 + aa_i^2) \sin(\omega t + \theta) + (b_i^1 + ab_i^2) \cos(\omega t + \theta)\} \quad (5.6)$$

ここで  $g(t)$  は矩形パルス  $h(t)$  が伝送路で帯域制限を受けた後の波形を表わすものとする。 $S(t)$  を図 5.8 に示すような復調回路で受信すると、図 5.7 と同様に、ベースバンドパルス出力端子にはベースバンドパルス列  $\sum_i h(t-iT) a_i^1$  および  $\sum_i h(t-iT) b_i^1$  が得られる。一方、4 相位相検波回路では受信信号  $S(t)$  が互いに直交する2つの基準搬送波により復調され、その出力として、ベースバンドパルス列  $\sum_i g(t-iT)(a_i^1 + aa_i^2)$  および  $\sum_i g(t-iT)(b_i^1 + ab_i^2)$  を生ずる。従って、ベースバンド出力端子11, 12に得られるパルス列の一部を伝送路の伝送特性に等しい特性を有するフィルタを介して減算回路に供給すれば、その出力には第2パス信号に対応するパルス列  $\sum_i aa_i^2 g(t-iT)$ ,  $\sum_i ab_i^2 g(t-iT)$  が得られる。

このような形式の復調回路は図 5.7 の構成にくらべて以下のような利点を持つと考えられる。

- (a) 搬送波同期回路と位相検波回路を独立に構成できるので調整しやすい。
- (b) フィルタ等の素子が増えるが4 相位相検波回路を1つ減らすことができる。
- (c) すべてベースバンド帯の素子で構成できるためIC化しやすく、小形化に適する。

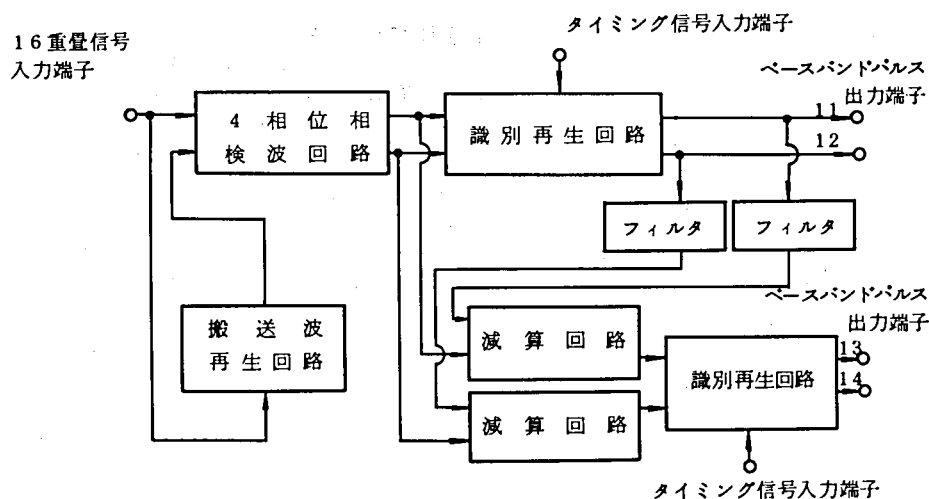


図 5.8 ベースバンド帯減算回路を用いた復調回路の構成

### 5.3.3 重畳変調の特長

以上、述べたように重畳変調を用いることにより、基本的には従来からよく用いられてきた4相位相変復調回路に搬送波<sup>波</sup>でのベクトル加算(減算)回路を付加するだけで高速の多値振幅位相変調信号の変復調が可能となったが、さらに、ことような原理を採用したことにより、以下に述べるような新たな特長および機能を付加することができる。すなわち、

(i) 図5.5、図5.7に示した16値重畳変復調回路に、さらに第3パス信号、第4パス信号…と順次付加することにより、容易に8レベルあるいは16レベルのQAM信号に対する変復調回路へと拡張することができる<sup>(11)</sup>。

また、4相位相変復調回路を7値位相振幅変調回路に置換することにより、図5.9に示すような49値の高密度信号配置を有する多値位相振幅変調信号用回路を構成することも可能である。

(ii) 搬送波帯でのベクトル加算は方向性結合器やハイブリッドのような線形受動回路を用いて容易に構成できる。したがって、本回路の高速性は主として4相位相変復調回路の上限速度によって決定されていると考えてよい。4相位相変復調回路はGB(ギガボー)程度の高速性を有

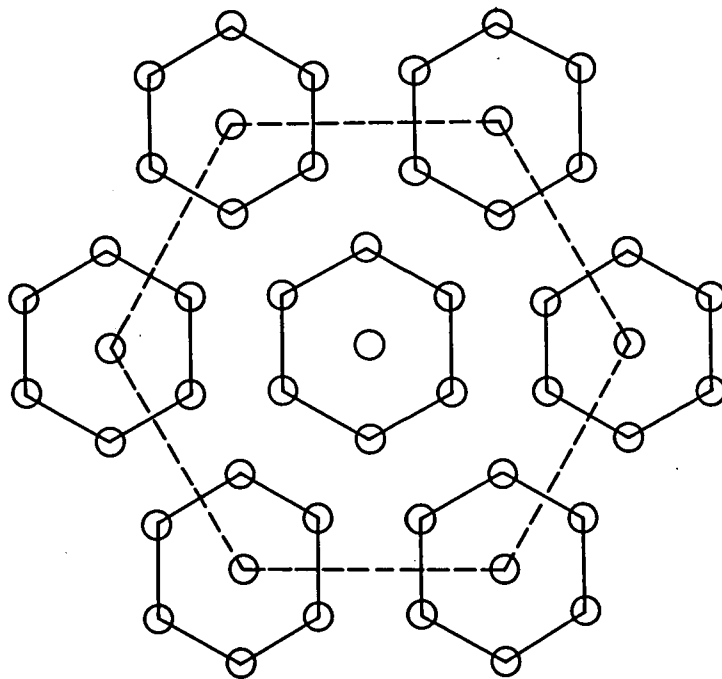


図 5.9 49レベル多値振幅位相変調  
の信号配置

(7値振幅位相変調信号を重畳する)  
ことにより実現できる)

するものが実験的に得られており<sup>(12)</sup>、このことから超高速の多レベルQAM伝送を行ないうる可能性がある。(1.6 Gb/s の伝送結果については 5.6 節で述べる。)

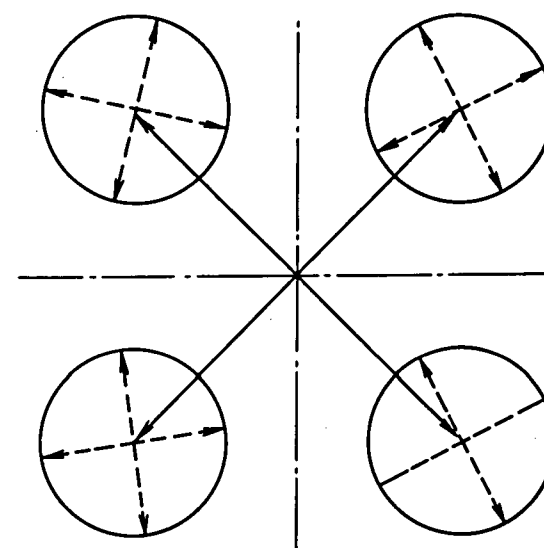
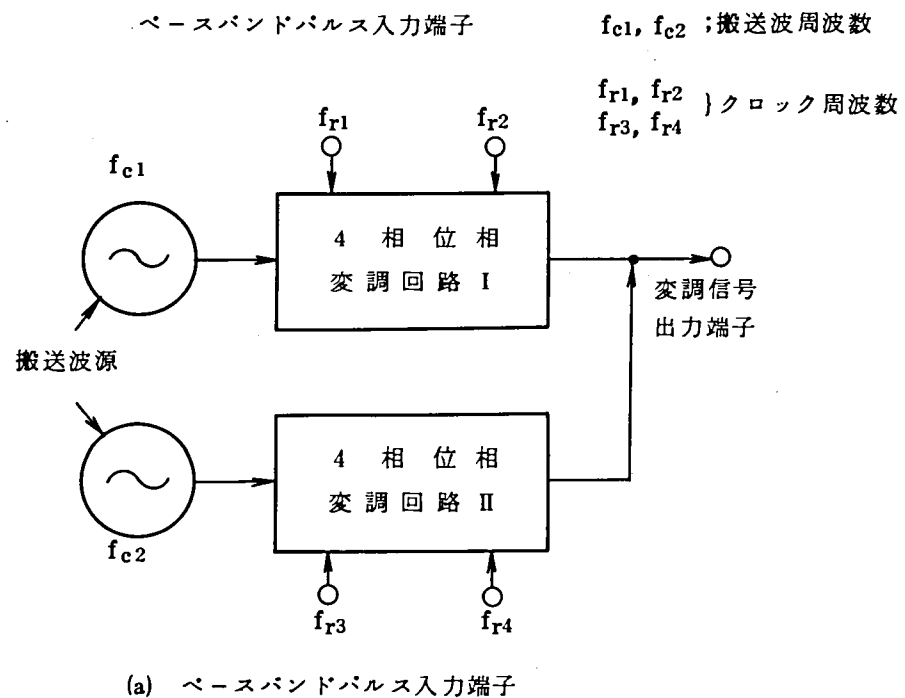
(iii) 本方式では、第1パス信号を復調する際、第2パス信号を一種の干渉信号と見做して復調している。したがって、第1パス信号と第2パス信号の搬送周波数および各ベースバンドパルス列の変調速度は必ずしも一致している必要がなく、非同期伝送が可能となる。特にベースバンドパルス列が非同期の場合、端局における同期多重化のための装置が不要となり、トランスパレンシーの良い回線構成が可能となる利点を持っている。図 5.10(a)に回路構成を同図(b)に搬送周波数が非同期の場合の信号配置をそれぞれ示す。

(iv) 振幅位相変調方式では、従来から送信用増幅器の出力飽和特性による出力制限と非直線歪 (AM-PM) が問題とされてきた<sup>(16)</sup>。しかし、本原理により多値振幅位相変調信号を得る場合には図 5.11 (b) に示したように第1パス信号および第2パス信号を個々に増幅した後、線形回路で合成すればよいので送信出力が向上すると共に非直線歪の低減が達成できるための有利である。例えば図 5.11 において増幅器の直線動作領域における最大出力を  $P_m$  (最大振幅  $A = \sqrt{2P_m}$ ) とすると、従来の変調方式では互いに直交する2つ搬送波信号を 3 dB 結合器でベクトル加算するので、合成後の最大出力は同図(a)に示すように  $P_m(A)$  となる。一方、同図(b)のような構成の重畳変調回路では、方向性結合器の結合係数を  $\gamma$  とすると、合成後の出力  $P_{om}$  は  $P_{om} = \{1 + 2\sqrt{\gamma(1-\gamma)}\} P_m$  となり、例えば信号配置が QAM となる  $\gamma = 0.2$  (結合量 7 dB) の時には  $P_{om} = 1.8 P_m$  となり、同図(a)に示した従来の変調回路にくらべて、約 2.6 dB 大きな送信電力を得ることができる。この様子を図 5.12 に示す。この結果は衛星通信方式や地上のマイクロ波およびミリ波などを用いる伝送方式のような電力制限の厳しい方式に多値振幅位相変調を応用しようとする場合、大きな利点を与えるものである。

(v) 振幅位相変調方式では通常、多値化に伴って論理演算を行ない適正な信号配置を行っている。しかし、本方式では搬送波帯でのベクトル加算、ベクトル減算がこれと同等の機能を有しているため、特殊な論理演算回路を付加する必要がなくなり回路構成が簡単になる。また、このことは高速化に適した形を与えるものである。

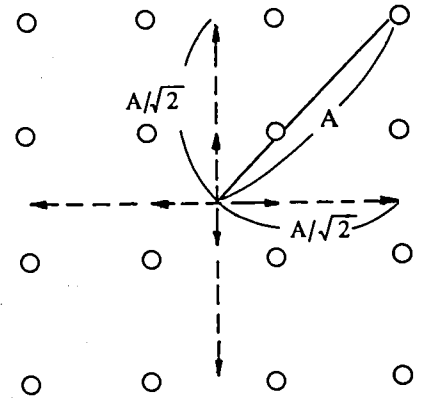
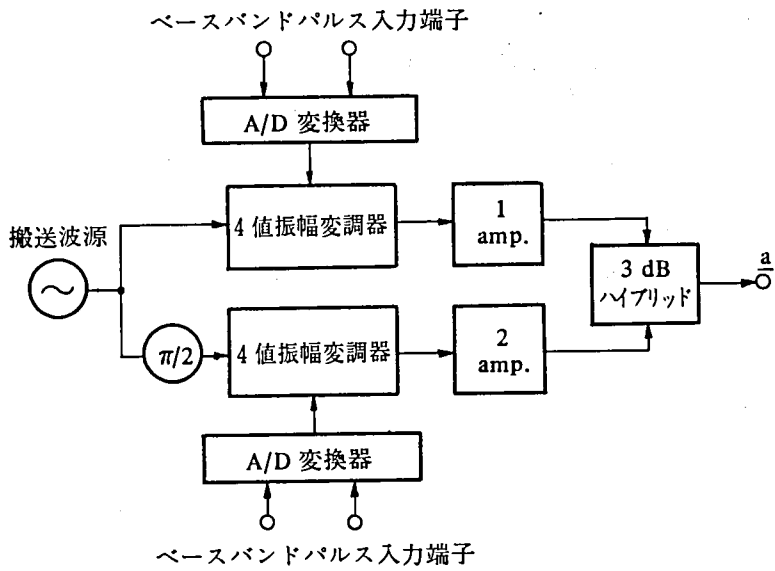
以上、搬送波ディジタル伝送における多値振幅位相変調方式について、既存の技術の大幅な変更や新しい技術の導入を必要とせず、むしろ従来技術の組合せにもとづいた新たな変復調原理を提案した。本原理は16値以上の多値伝送方式に一般的に拡張でき、かつその動作原理から考えて高速ディジタル伝送に適したものと言える。



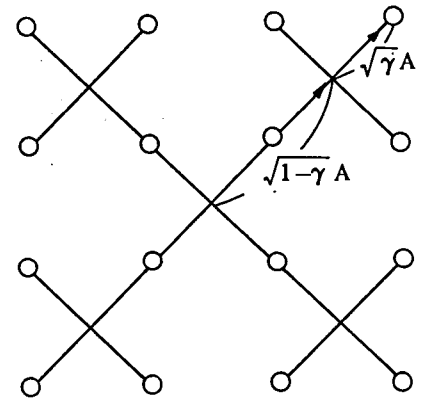
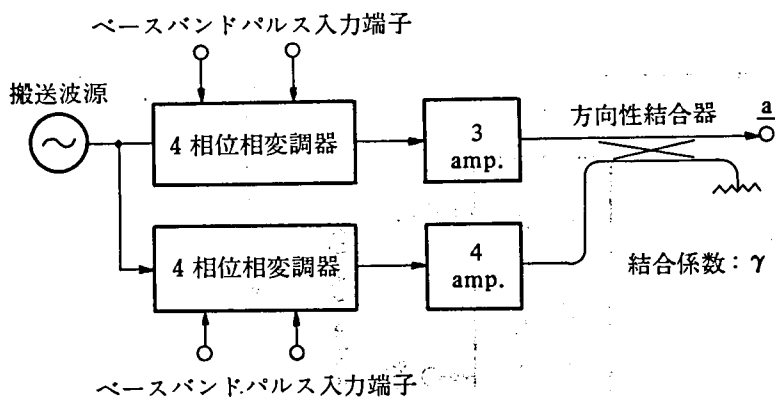


(b) 非同期変調時の  
シグナルスペースダイアグラム

図 5.10 非同期重畳変調回路の構成とその信号配置



(a) 従来の4レベルQAM変調器



(b) 重畳変調を用いた4レベルQAM変調器

図 5.11 重畳変調と従来変調の出力レベルの比較

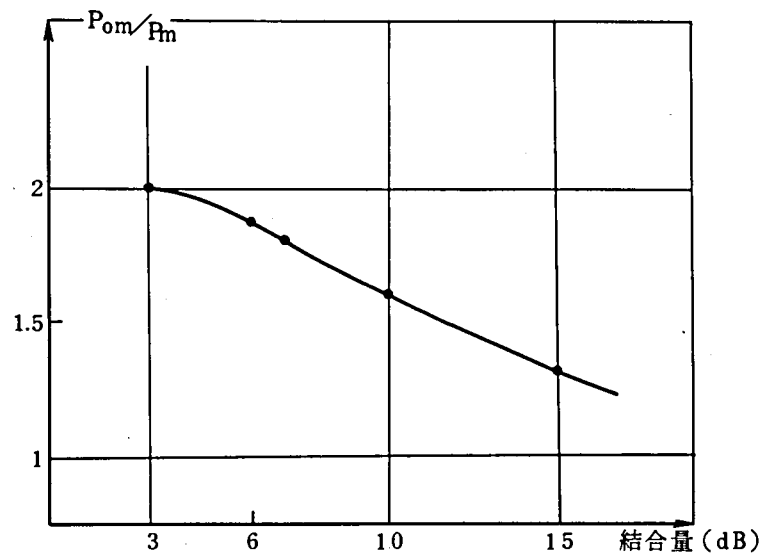


図 5.12 方向性結合器の結合量と  
出力増加量の関係

#### 5.4 誤り率特性と劣化要因の検討

各種変復調方式における誤り率特性は方式設計を行なう場合の最も基本となるものである。16値重畳変調方式はシグナルスペースダイアグラム上における信号配置が4値QAM (Quadrature AM) と同じであり、従って誤り率特性もそれに近いものと予想できる。しかしながら、前節で述べたように、その復調方法は4値QAMと大きく異なっており、厳密には誤り率特性も異なったものとなる。

そこで本節では熱雑音が存在する場合のシンボル誤り率特性、符号誤り率特性を計算すると共に、16値重畳変調方式に特有な幾つかの劣化要因について検討を行なう。

##### 5.4.1 誤り率特性<sup>(14)</sup>

16値重畳変調方式の信号配置は図5.6(c)に示したように $x$ 軸、 $y$ 軸に関して対称であるので、誤り率特性は第1象限の信号に関してのみ計算すれば求められる。以下では第1パス信号と第2パス信号に分けて検討する。

##### 〔I〕 第1パス信号の誤り率特性

いま、平均値0、分散 $\sigma^2$ のガウス性雑音に加わった信号の確率密度関数 $p(x, y)$ を次式で与える。

$$P(x, y) = \frac{1}{2\pi\sigma^2} \exp\left\{-\frac{(x-x_i)^2 + (y-y_i)^2}{2\sigma^2}\right\} \quad (5.7)$$

ここで、 $(x_i, y_i)$  は信号点の座標を表わすものとする。

誤りは第1象限の4つの信号点(図5.13)が他の象限に落ち込んだ時に発生する。したがって、図5.13の信号  $S_i$  が  $j$  象限に落ち込む確率を  $P_i^j$  と表わすと、各信号のシンボル誤り率  $P_i^{1S}$  は次式で与えられる。

$$P_i^{1S} = \sum_{j=2}^4 P_i^j = \sum_{j=2}^4 \iint_{D_j} P(x, y) dx dy \quad (5.8)$$

ここで、 $D_j$  は  $j$  象限に属する領域を意味する。

例えば、信号  $S_2$  のシンボル誤り率  $P_2^{1S}$  は図5.13に示す座標  $(\alpha, \beta)$  を用いて

$$\begin{aligned} P_2^{1S} &= \frac{1}{2\pi\sigma^2} \left[ \int_0^\infty dy \int_{-\infty}^0 \exp\left\{-\frac{(x-\alpha)^2 + (y-\beta)^2}{2\sigma^2}\right\} dx \right. \\ &\quad + \int_0^\infty dy \int_{-\infty}^0 \exp\left\{-\frac{(x-\alpha)^2 + (y-\beta)^2}{2\sigma^2}\right\} dx \\ &\quad \left. + \int_{-\infty}^0 dy \int_0^\infty \exp\left\{-\frac{(x-\alpha)^2 + (y-\beta)^2}{2\sigma^2}\right\} dx \right] \\ &= 1 - \Phi(\alpha) \Phi(\beta) \end{aligned} \quad (5.9)$$

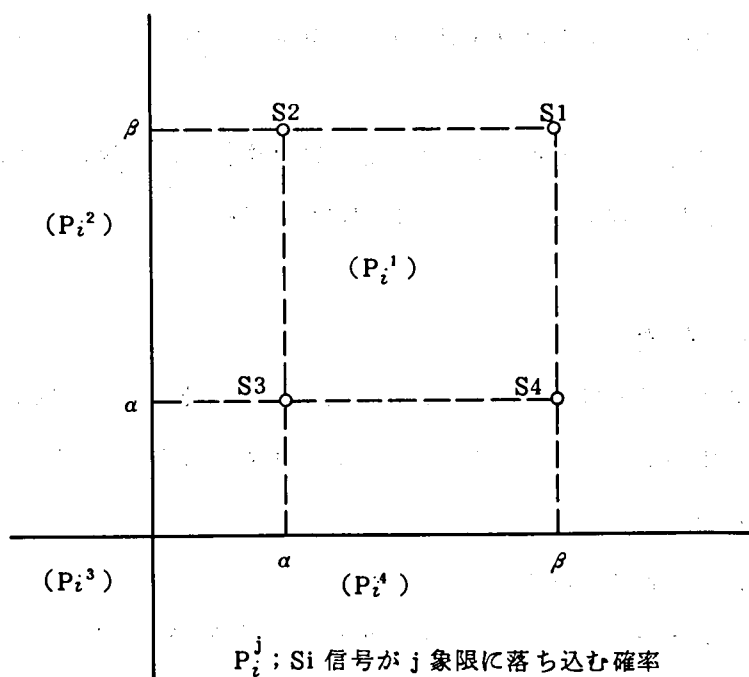


図 5.13 第1バスの信号配置

となる。

ただし、式 (5.9) において、 $a = \alpha/\sigma$ 、 $b = \beta/\sigma$  であり、 $\Phi(x)$  は次式で与えられる。

$$\Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \int_{-x}^{\infty} \exp\left(-\frac{t^2}{2\sigma^2}\right) dt \quad (5.10)$$

また、同様に信号  $S_1, S_3, S_4$  に対するシンボル誤り率もそれぞれ以下のように求められる。

$$\left. \begin{aligned} P_1^{IS} &= 1 - \{\Phi(b)\}^2 \\ P_3^{IS} &= 1 - \{\Phi(a)\}^2 \\ P_4^{IS} &= P_2^{IS} = 1 - \Phi(a) \Phi(b) \end{aligned} \right\} \quad (5.11)$$

したがって、第1パス信号のシンボル誤り率  $P^{IS}$  は各信号  $S_i$  の生起確率  $q_i$  を用いて次式で表わされる。

$$P^{IS} = \sum_{i=1}^4 q_i P_i^{IS} \quad (5.12)$$

特に、各信号の生起確率が等しい場合は、 $q_i = 1/4$  となり、 $P^{IS}$  は以下ようになる。

$$P^{IS} = 1 - \{\Phi(a) + \Phi(b)\}^2 \quad (5.13)$$

また、本方式では第1パス信号と第2パス信号のそれぞれに対し独立にグレイ符号を用いることが可能であり、その場合の4つのベースバンド信号と16個の信号点の対応関係は図5.14に示したものとなる。この時、図5.13第1象限の信号が第3象限に落ち込むことによって、復調再生されたベースバンド符号に2ビットの誤りが発生することを考えると、1チャンネル当りの第1パスのビット誤り率  $P^{lb}$  は以下ようになる。

$$P^{lb} = 1 - \frac{1}{2} \{\Phi(a) + \Phi(b)\} \quad (5.14)$$

ここで、 $a = b$  の場合は、 $P^{lb} = 1 - \Phi(a)$  となり、4相PSKの場合のビット誤り率と一致する。

## 〔Ⅱ〕 第2パス信号の誤り率特性

5.3節で述べたように第2パス信号は受信した16値重畳変調信号から、再生された第1パス信号をベクトルの的に減算して得ている。

したがって、最初の4相位相復調回路で受信信号が、どの象限に属する信号として判定されたか、すなわち再生された第1パス信号が正しいか誤っているかによって、ベクトル減算後の第2パス信号は、それぞれ信号空間上の異なった位置にマッピングされることになる。

いま、第1象限の受信信号  $r$  を第1パス信号  $S_1$ 、第2パス信号  $S_2$ 、雑音  $n$  によって以下のよ

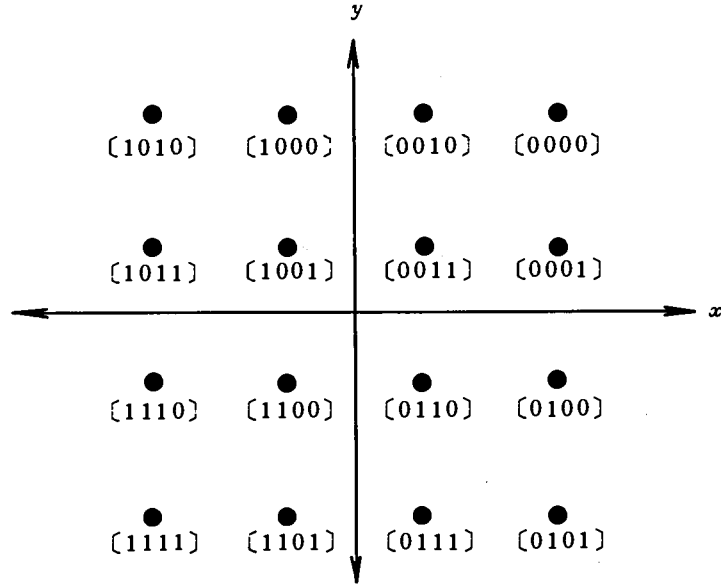


図 5.14 信号点とベースバンド信号との対応関係

〔 〕の中の第1番目はベースバンドチャンネル1の信号状態を第2番目はチャンネル2の、第3番目、第4番目はそれぞれチャンネル3, 4の信号状態を示す。

うに表わす。

$$\mathbf{r} = \mathbf{S}_1 + \mathbf{S}_2 + \mathbf{n} \quad (5.15)$$

これから、 $\mathbf{r}$ が第1象限の信号と判定された場合の減算回路出力  $\mathbf{r}_{\Pi}^{(1)}$  は次式となる。

$$\begin{aligned} \mathbf{r}_{\Pi}^{(1)} &= (\mathbf{S}_1 + \mathbf{S}_2 + \mathbf{n}) - \mathbf{S}_1 \\ &= \mathbf{S}_2 + \mathbf{n} \end{aligned} \quad (5.16)$$

同様にして、受信信号  $\mathbf{r}$ が第2象限、第3象限、第4象限の信号として判定された場合は、それぞれ次式のようにになる。

$$\begin{aligned} \mathbf{r}_{\Pi}^{(2)} &= \left(1 - e^{j\frac{\pi}{2}}\right) \mathbf{S}_1 + \mathbf{S}_2 + \mathbf{n} \\ \mathbf{r}_{\Pi}^{(3)} &= 2\mathbf{S}_1 + \mathbf{S}_2 + \mathbf{n} \\ \mathbf{r}_{\Pi}^{(4)} &= \left(1 + e^{j\frac{\pi}{2}}\right) \mathbf{S}_1 + \mathbf{S}_2 + \mathbf{n} \end{aligned} \quad (5.17)$$

ただし、 $j$  は複素単位を表わす。図 5.15 に雑音  $n$  を除いた、 $r_{\Pi}^{(1)}$ ,  $r_{\Pi}^{(2)}$ ,  $r_{\Pi}^{(3)}$ ,  $r_{\Pi}^{(4)}$  の信号空間におけるマッピングの様子を示した。

第 2 パス信号のシンボル誤り率は図 5.15 の (1)~(4) の各場合について  $S_i$  に関する誤り率を算出し、発生確率を重みづけすることにより求められる。信号  $S_i$  の誤りは  $S_i$  が第  $k$  象限に落ち込んだときに生ずるので ( $k \neq i$ )、確率密度関数  $P(x, y)$  を誤り領域で積分すれば求まるが、この際、積分領域には十分注意する必要がある。例えば、受信信号  $r$  が  $S_1$  と判定され、 $r_{\Pi}^{(1)}$  なる減算出力が得られた場合を考える。このとき、 $r$  は第 1 象限のみに存在しているので、 $r_{\Pi}^{(1)}$  はこれをベクトル的に  $S_1$  だけ移動した領域 (図 5.15 の第 1 象限と斜線部) しかとり得なく、積分もこの範囲内で行なわねばならない。これは第 1 パス復調時の雑音と減算回路の出力信号中の雑音に相関があるためである。いま、各場合における上記の意味での積分領域を  $D_k'$ 、発生確率を  $P_i^{(m)}$  とすると信号  $S_i$  のシンボル誤り率  $P_i^{\text{IS}}$  は次式で与えられる。

$$P_i^{\text{IS}} = \sum_{i=1}^4 \sum_{\substack{k=1 \\ (k \neq i)}}^4 P_i^{(m)} \iint_{D_k'} P(x', y') dx' dy' \quad (5.18)$$

具体的に各場合について求めると (付録 A.1)

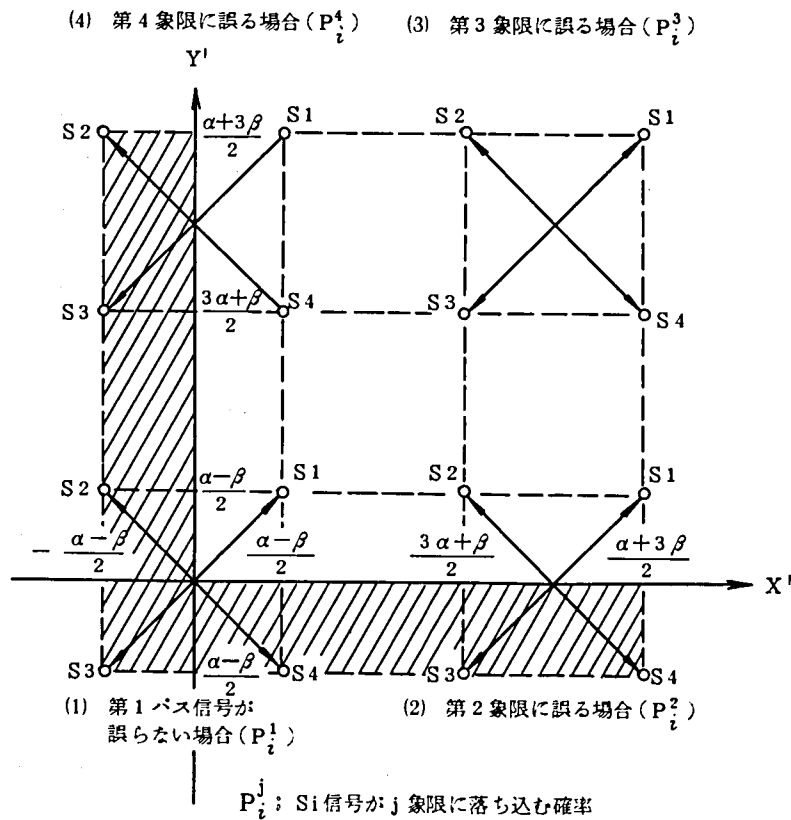


図 5.15 第 2 パスの信号配置

$$P_1^{\Pi S} = B^2 + 2BD$$

$$P_3^{\Pi S} = A^2 + 2AC$$

$$P_2^{\Pi S} = P_4^{\Pi S} = B \cdot C + A \cdot D + A \cdot B$$

$$\begin{cases} A = u(1-v) + (1-u)(x-u) \\ B = \omega(\omega-v) + (1-\omega)(1-y) \\ C = u(u+v-1) + (1-u)(1-x) \\ D = v\omega + (1-\omega)(y-\omega) \end{cases}$$

$$\begin{cases} u = \Phi(a), v = \Phi\{(b-a)/2\}, \omega = \Phi(b) \\ x = \Phi\left(\frac{3a+b}{2}\right), y = \Phi\left(\frac{a+3b}{2}\right) \end{cases}$$

これからシンボル誤り率  $P^{\Pi S}$  ならびにビット誤り率  $P^{\Pi b}$  は以下ようになる。

$$\left. \begin{aligned} P^{\Pi S} &= \frac{1}{4} \sum_i P_i^{\Pi S} \\ &= \frac{1}{4} (A+B)(A+B+2C+2D) \\ P^{\Pi b} &= \frac{1}{4} (A+B)(A+B+C+D) \end{aligned} \right\} \quad (5.19)$$

図 5.16 に第 1 パスと第 2 パスの振幅比が 6 dB のときに、式 (5.14), (5.19) を用いて求めた符号誤り率特性を示す。図中、横軸の  $C_1/N$  は第 1 パス信号の搬送波電力と雑音電力の比である。図より符号誤り率  $10^{-9}$  となる第 1 パスおよび第 2 パスの所要  $C_1/N$  はそれぞれ 21.4 dB, 21.6 dB となることがわかる。

以上述べたように、16 値重畳変調方式の符号誤り率特性は、第 1 パス、第 2 パスというベースバンド信号との対応のさせ方、ならびに再生された第 1 パス信号と受信信号との減算という過程を介して信号の再マッピングが行なわれるため、その符号誤り率特性は従来の 4 レベル QAM とは厳密には異なっていると考える。

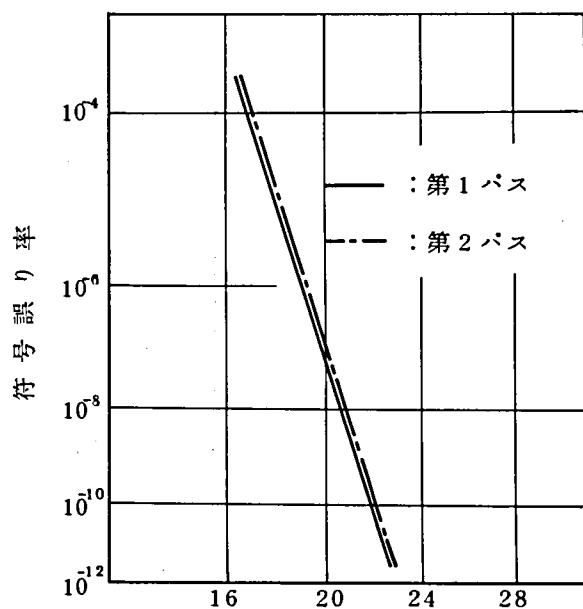
#### 5.4.2 劣化要因の検討<sup>(15)</sup>

重畳変調は既存の回路の組み合わせにより周波数使用効率の高い変復調方式の実現が可能であるが、一方、これを実現するためベクトル減算あるいは加算等の新しい機能が必要となる。そこで系が理想動作からずれた場合の影響について本方式に特有な劣化要因を中心に以下に検討する。

##### (1) ベクトル減算回路不完全動作による劣化

ベクトル減算は重畳変調に特有の機能であり、不完全動作要因には受信信号と再生された第 1





第1パスの搬送波対雑音電力比  $C1/N$  (dB)

図 5.16 16 値重畳変調方式の符号誤り率特性

パス信号の位相・振幅誤差およびこの2つの信号相互のビットずれが考えられる。

以下では、これらの不完全性による第2パス信号の  $C/N$  劣化について調べてみよう。第2パス信号に対する伝送系のモデルは図5.17(a)のようになるが、伝送系が線形の場合には同図(b)のように置き換えて考えることができる。(b)において16値重畳変調信号  $T_M(t)$ 、再変調された第1パス信号  $R(t)$  はそれぞれ以下のように表わされる。

$$T_M(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} h(t-iT) \{ \sin(\omega t + \theta_j) + \alpha \sin(\omega t + \theta_k) \} \quad (5.20)$$

$$R_M(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} h(t-iT+\Delta T) \beta \sin(\omega t + \theta_j + \varphi) \quad (5.21)$$

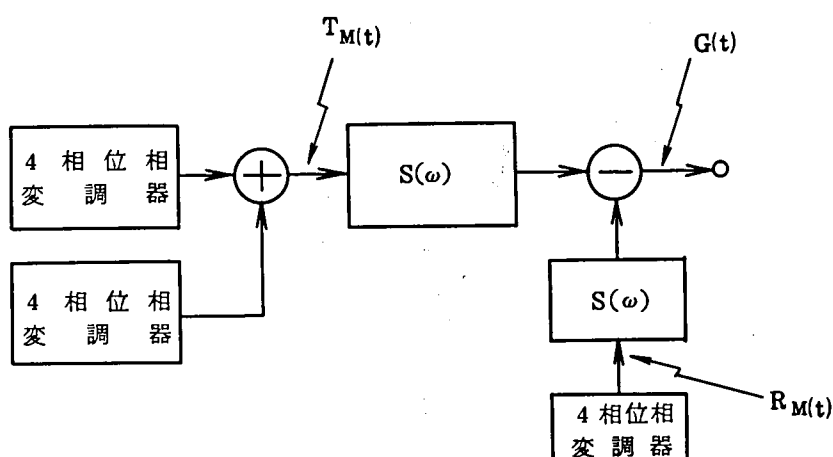
$$\text{ただし } h(t) = \begin{cases} 1; & -T/2 < t < T/2 \\ 0; & \text{elsewhere} \end{cases}$$

$\theta_j, \theta_k$ ;  $-\pi/2, 0, \pi/2, \pi$  のいずれか

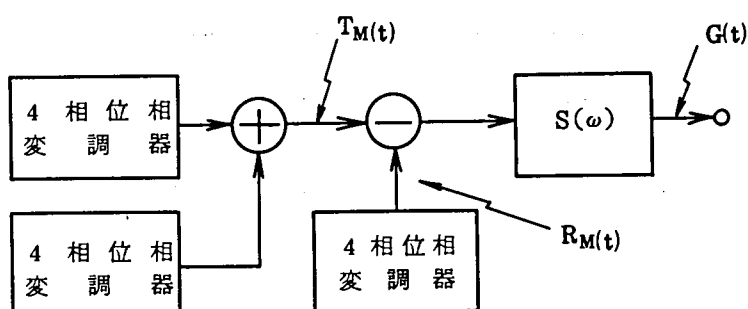
$\alpha$ ; 第1パスと第2パスの振幅比

$\beta$ ; 再変調波の振幅

$\varphi$ ; 位相誤差



(a) 減算動作の実際的な回路構成



(b) 等価回路

図 5.17 減算動作を表わす等価回路

$\Delta T$ ; ビットずれ

従って、振幅・遅延特性が対称な伝送系  $S(\omega)$  を通過した信号、すなわち減算回路出力  $G(t)$  は次式で表わされる。

$$\begin{aligned}
 G(t) &= \sum_{i=-\infty}^{\infty} g(t-iT) \{ \sin(\omega t + \theta_i) + \alpha \sin(\omega t + \theta_k) \} \\
 &\quad - \sum_{i=-\infty}^{\infty} g(t-iT + \Delta T) \sin(\omega t + \theta_j + \varphi) \\
 &= \sum_{i=-\infty}^{\infty} \{ g(t-iT) \sin(\omega t + \theta_j) - g(t-iT + \Delta T) \beta \sin(\omega t + \theta_j + \varphi) \} \\
 &\quad + \sum_{i=-\infty}^{\infty} g(t-iT) \alpha \sin(\omega t + \theta_k)
 \end{aligned} \tag{5.22}$$

ここで  $g(t)$  は伝送系  $S(\omega)$  を通った  $h(t)$  の応答波形である。(5.22) の第1項が不要信号成分であり、第2項の信号成分(すなわち第2パス信号)に対する干渉波となる。

簡単のため位相振幅誤差がある場合とビットずれのみがある場合とに別けて考察する。

(a) 振幅位相誤差がある場合

(5.22) において  $\Delta T = 0$  とすると、不要信号成分  $U_1(t)$  は

$$U_1(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} g(t-iT)k \sin(\omega t + \theta_i - \Delta\theta)$$

$$\text{ただし } k = \sqrt{1 - 2\beta \cos \varphi + \beta^2}$$

$$\Delta\theta = \tan^{-1} \frac{\beta \sin \varphi}{1 - \beta \cos \varphi} \quad (5.23)$$

すなわち、 $U_1(t)$  は振幅が  $k$  でかつ第2パス信号に対して  $\Delta\theta$  だけ位相回転した4相位相変調信号と考えてよい。第1パスと第2パスの振幅比が 6 dB ( $\alpha = 0.5$ ) — すなわち4レベルQAMの場合の振幅・位相誤差による  $C/N$  劣化の様子を図5.18に示す。

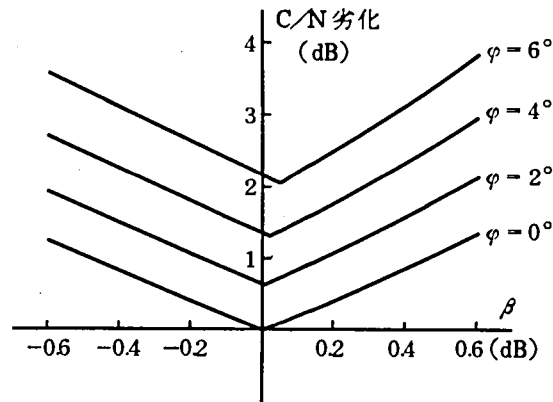


図 5.18 減算回路不完全性の影響

$\varphi$  : 位相差  $\beta$  : 振幅偏差  
第1パスと第2パスの比 : 6 dB

(b) ビットずれがある場合

(5.22) において  $\beta = 1$ ,  $\varphi = 0$  とすれば不要成分  $U_2(t)$  は次式となる。

$$U_2(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \{g(t-iT) - g(t-iT + \Delta T)\} \sin(\omega t + \theta_i) \quad (5.24)$$

(5.24) は  $\Delta T$  なるビットずれが存在すると、図5.19に示すように第2パスの注目するパルス

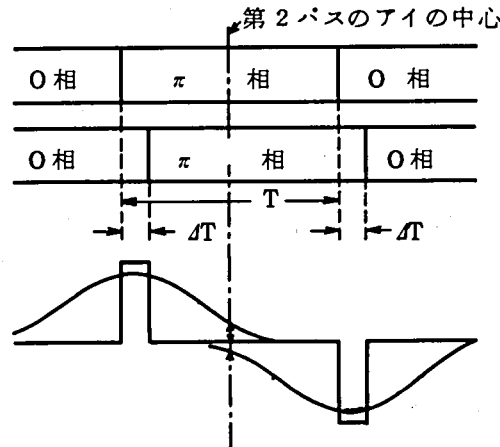


図 5.19 ビットずれのために生じる  
第 2 パスに対する符号間干渉

の前後に幅  $\Delta T$  なる矩形パルスが生じ、この矩形パルスが帯域制限されて第 2 パス信号に対して一種の符号干渉波として影響することを意味している。この効果は、4 相 P S K におけるパルス幅変動の影響を求めるための手法<sup>(17)</sup>を用いて計算することができる。

ビットずれによる符号間干渉量は、第 1 パスの注目タイムスロットのパルスとその前後のパルスの変調位相の組み合わせにより異なるが、例えばそれらの変調位相が  $0, \pi, \pi$  の場合にアイの中心(識別時点)における符号間干渉量が最も大きい。この場合注目するパルスの片側に第 1 パスの振幅に対して 2 倍の大きさの矩形パルスが存在する。ここでは、符号間干渉が最大の場合について、ビットずれと第 2 パスの  $C/N$  劣化の関係を検討した。

いま、3 dB 帯域  $B$  のガウス形帯域制限があるとする、ビットずれによる符号間干渉量  $\rho_d$  は

$$\rho_d = 2 \left\{ \phi \left\{ \frac{\pi}{\sqrt{\ln 2}} m(x) \right\} - \phi \left\{ \frac{\pi}{\sqrt{\ln 2}} m(x - \delta) \right\} \right\} \quad (5.25)$$

となる。ただし、 $x = t/T$ ,  $\delta = \Delta T/T$ ,  $m = BT$  であり、 $T$  はパルスの繰返し周期、 $\phi(x)$  は誤差関数である。図 5.20 に  $BT$  積をパラメータとした計算例を示す。同図では第 1 パスの振幅を基準とした場合の干渉量を示している。また、図 5.21 にビットずれとそれによる第 2 パスの  $C/N$  劣化の計算例を示す。

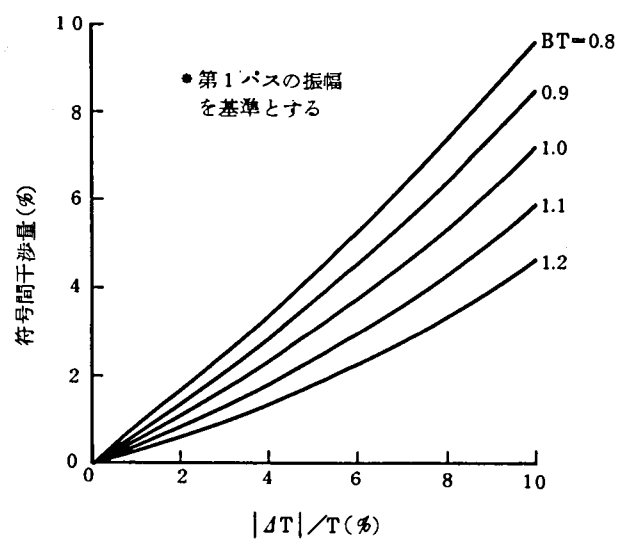


図 5.20 ビットずれによる符号間干渉量

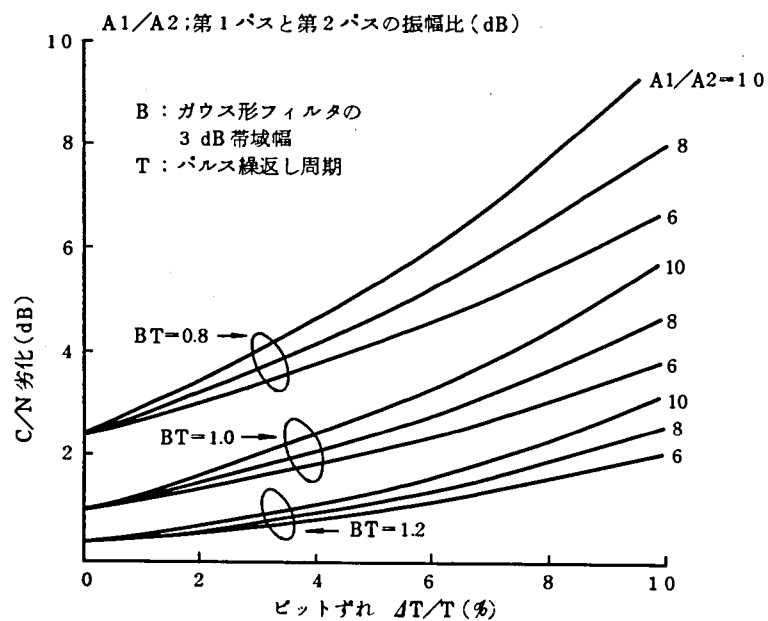


図 5.21 ビットずれの影響

### (2) 抽出搬送波の雑音の影響

図 5.7 から明らかなように、第 1 パスの復調回路では位相比較器で受信信号（16 値振幅位相変調信号）と第 1 パスの再変調信号（4 相位相変調信号）を比較して VCO（電圧制御発振器）の制御電圧を得ている。従って位相比較器の出力には第 2 パスの信号レベルに応じて雑音成分が増える。そのため、従来の 4 相 PSK に比べて抽出搬送波のジッタが増加し、特性を劣化させる。ここでは、抽出搬送波のジッタを熱雑音と等価であるとしてその影響を検討した。

図 5.22 は、その熱雑音をパラメータとして第 1 パスおよび第 2 パスがそれぞれ  $10^{-9}$  の符号誤り率となる所要  $C/N$  を求めたものである。なお、第 1 パスの符号誤りは  $1/2$  の確率で第 2 パスに伝播するとしている。同図から明らかなように、第 2 パスの信号レベルが低くなると抽出搬送波のジッタの影響は非常に大きくなる。

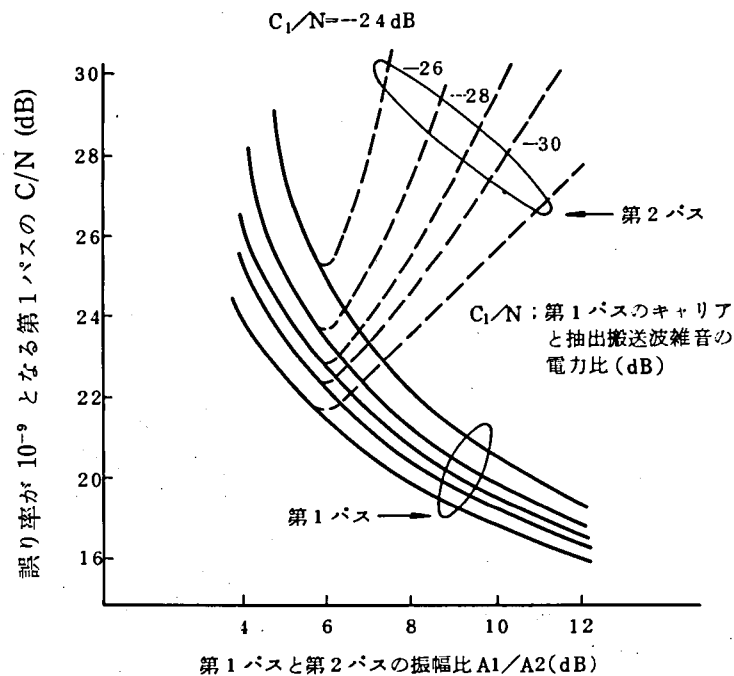


図 5.22 抽出搬送波雑音の影響

### (3) 帯域制限の影響

伝送系をガウス形として、帯域制限による符号間干渉量を最悪ケースに対して評価した場合の劣化について述べる。

第 1 パスに関しては、第 1 パスと第 2 パスの振幅をそれぞれ  $A_1$ ,  $A_2$  とすると、注目するパル

スの振幅が  $(A_1 - A_2)$  で、その前後のパルスの振幅が共に  $(A_1 - A_2)$  の時、符号間干渉が最大となる。従って、3 dB 低下帯域幅  $B$  のガウス形帯域制限の場合に、符号間干渉  $\rho_1$  は

$$\rho_1 = (A_1 + A_2) \left\{ \phi \left\{ \frac{\pi}{\sqrt{\ln 2}} m \left( x + \frac{1}{2} \right) \right\} - \phi \left\{ \frac{\pi}{\sqrt{\ln 2}} m \left( x - \frac{1}{2} \right) \right\} \right\} \quad (5.26)$$

となる。ただし、 $x$ ,  $m$ ,  $\phi(x)$  は (5.25) と同様である。従ってアイの中心における符号間干渉量は (5.26) において  $x=1$  とおけば求まる。

一方、第2パスの符号間干渉は通常の4相PSKの場合と同様に扱える。

図5.23は第1パスの振幅が最小で、かつ符号間干渉が最大の時の帯域制限による影響、すなわち上述した符号間干渉とピーク値劣化による  $C/N$  劣化を計算したものであり、帯域制限無し ( $BT=\infty$ ) の場合を基準とした。図からも明らかなように、第1パスは、第1パスと第2パスの振幅比が小さくなるにつれ、 $C/N$  劣化量は大きくなる。また、第2パスの劣化は、振幅比が無限大の場合、すなわち通常の4相PSKの場合と同じである。

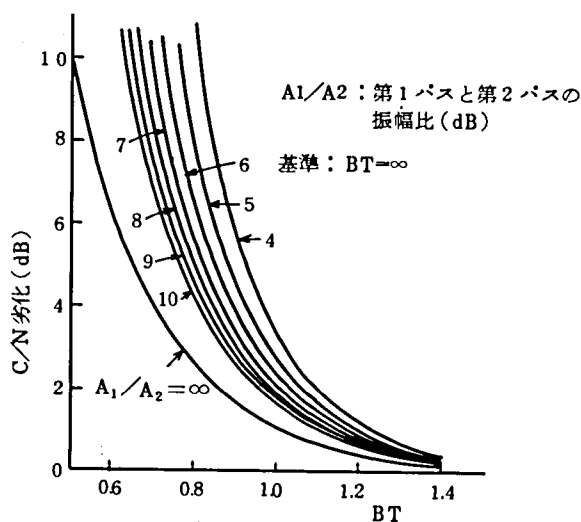


図 5.23 帯域制限による影響

次に、これらの結果をもとに、ガウス形帯域制限がある場合の種々の代表的な変調方式の比較を行なう。図5.24は各種の変調方式に対し、ガウス形帯域制限の伝送系を仮定し、ある一定の符号誤り率を得るための所要  $C/N$  の増加と帯域制限量の関係をいわゆる Worst Case Eye Pattern (すなわち両隣接タイムスロットからの符号間干渉が最大となるようなパターン) に対し計算したものである。これから、16値重畳変調方式は8相PSKとほぼ同等の劣化特性となることがわかる。5.2.2において各種の変調方式を比較するのに単位伝送帯域あたりのチャンネル容量を用い

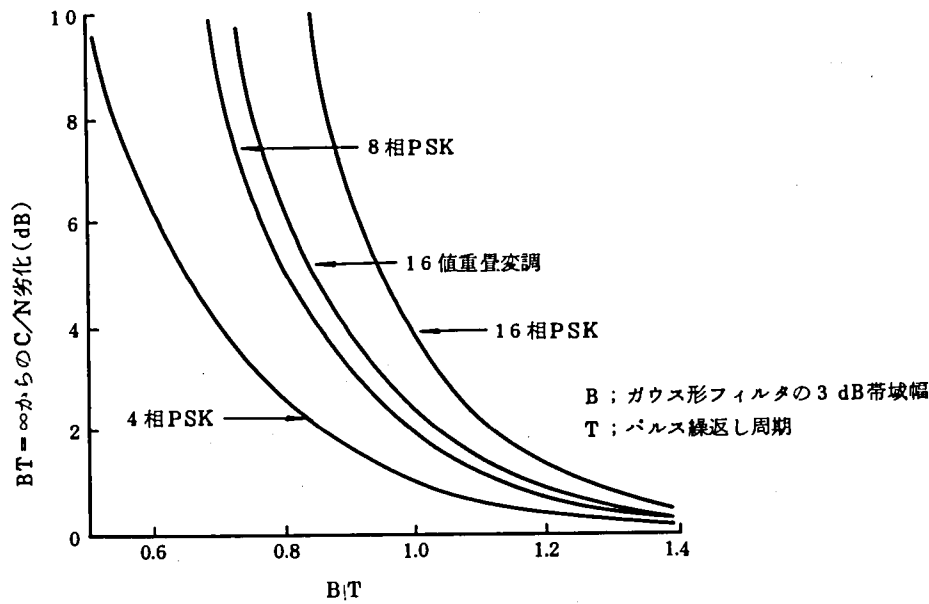


図 5.24 帯域制限の影響

た。ここではより現実的な帯域制限特性としてガウス形帯域制限を仮定し、上記の結果を用いて次式で表わされる基準化伝送容量  $Q$  を用いて、各変調方式の適用域を求めている<sup>(18)</sup>。

$$Q = \frac{\log_2 N}{2BT} \quad (5.27)$$

$N$  : 伝送レベル数

$B$  : ガウス形伝送路の 3 dB 帯域幅

$T$  : パルス繰返し周期

図5.25において曲線が右側にあるほど、同じ情報量を伝送するに必要な  $C/N$  が少なくてすむので、効率のよい変復調方式ということができる。この図から以下の結論が得られる。

- (i)  $Q \leq 0.7$  では 2 相 P S K が有利である。
- (ii)  $0.7 \leq Q \leq 1.9$  では 4 相 P S K が有利である。
- (iii)  $Q \geq 1.9$  では 16 値重畳変調方式が有利である。
- (iv) 16 値重畳変調方式は 16 相 P S K より常に有利であり、かつ  $Q \leq 1.3$  の領域において 8 相 P S K より有利である。

#### (4) 伝送路歪の影響

振幅位相変調方式では振幅にも情報を持っているので、一般に P S K 方式に比べて伝送路歪の影響をより大きく受けると予想される。そこで、一次遅延歪と一次振幅歪が存在する場合につい



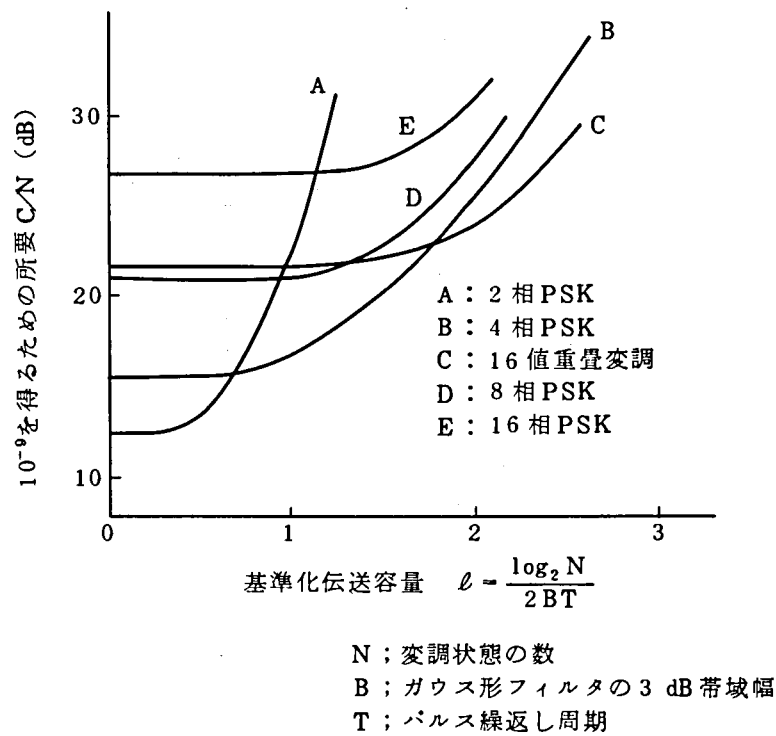


図 5.25 各種変調方式の比較

て Worst Case Eye の観点から検討した。第 2 パス信号に関しては、第 2 パス信号自身に対する歪（4 相 PSK として扱える）に第 1 パス信号の波形歪の残留成分が干渉として影響を与えるが、この影響は充分小さいものと考えられる。従って、ここでは第 1 パス信号についてのみ検討することとする。

(i) 一次遅延歪の影響

図 5.26 は一次遅延歪による  $C/N$  劣化を  $BT=1.0$  の帯域制限がある場合について計算したものである。同図において縦軸は  $BT=\infty$  の理論限界値からの  $C/N$  劣化であり、横軸は一次遅延歪量  $D$  をシンボル長  $T (=1/f_r, \text{ただし } f_r \text{ はクロック周波数})$  で規格化した値  $D_n$  を用いている。図中、破線は 8 相 PSK を用いて 16 値伝送と同一の情報量を伝送する場合の特性を示す。図より 16 値重畳変調の場合、 $D_n < 0.2$  (1.25 ns/GHz に相当) では PSK よりも劣化の傾斜が大きく、一次遅延歪の影響を受けやすいことがわかる。通常一次遅延歪は等化を行なってその影響を小さく抑えるようにしており、0.5 ns/GHz ステップの一次遅延等化器を用いれば  $\pm 0.25$  ns/GHz の誤差で等化が可能と考えられる。従って、変調速度 400 MB で 16 値重畳変調信号を伝送する場合、図 5.26 より一次遅延歪の等化残留による劣化は 0.5 dB 以下 ( $D_n = 0.04$  に相当) にすることは充分可能である。

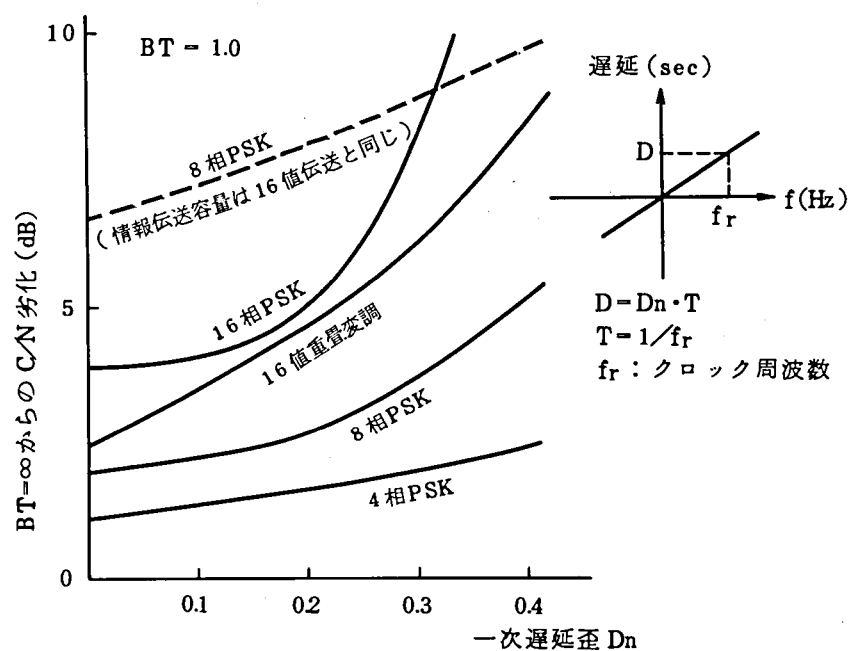


図 5.26 一次遅延歪による  $C/N$  劣化

(ii) 一次振幅歪の影響

図 5.27 は  $BT = 1.0$  の帯域制限のある場合の一次振幅歪による  $C/N$  劣化を示したものである。同図より重畳変調の場合、一次振幅歪の影響は小さいと考えることがわかる。これは振幅歪の増加に従って直交成分が発生するが、同時に同相成分のピーク値も増加してこれらが相殺

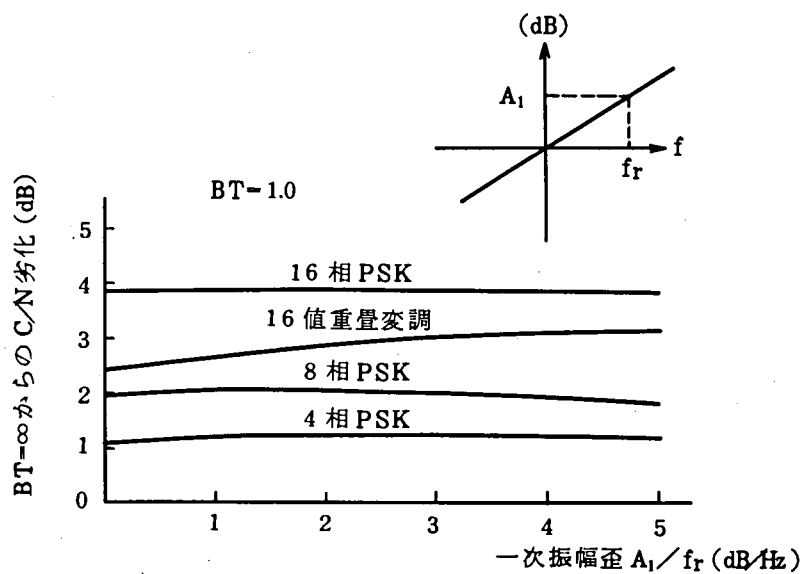


図 5.27 一次振幅歪による  $C/N$  劣化

するためと考えられる。ちなみに、W-40 G 方式の現場試験実測値によれば一次振幅歪は最大  $-3 \text{ dB/GHz}$  であり<sup>(19)</sup>、変調速度 400 MB の場合これによる劣化は図より 0.3 dB ( $A_1 = 1.2$  に相当) 以下である。

以上述べたように、一次遅延歪、一次振幅歪のような伝送路歪に対して、実現可能な等化誤差範囲内では、これらの歪の影響は小さいと考えられる。

## 5.5 搬送波同期回路の検討

重畳変調方式にもとづく復調回路では、復調用の基準搬送波の位相は入力が多値振幅位相変調信号の位相と再生された第1パス信号の位相を比較することによって制御されている。これまでの説明からも明らかなように、復調回路の入力信号と再生された第1パス信号は一般に互いに異なった振幅・位相を有しているので、これを比較することによって得られる制御信号は3章等で述べた従来の4相位相変調信号の場合と異なった性質をもつことになる。

以下では主として抽出された基準搬送波の定常位相誤差、ジッタなどに関する検討結果を16値重畳変調の場合を例にとりて述べる。

### 5.5.1 位相比較特性

伝送路の SNR (Signal to Noise Ratio) が大きく、ほぼ雑音が無視できる場合について位相比較特性を検討する。

いま、図5.6(c)に示したような信号配置を有する16値重畳変調信号  $R(t)$  を受信したものとし、 $R(t)$  を次式で表わす。

$$\begin{aligned} R(t) &= A_1 \sum_i \{ (a_i^1 + \alpha a_i^2) g(t-iT) \sin(\omega t + \theta) \\ &\quad + (b_i^1 + \alpha b_i^2) g(t-iT) \cos(\omega t + \theta) \} \\ &= A_1 \sum_i g(t-iT) \{ a_i \sin(\omega t + \theta) + b_i \cos(\omega t + \theta) \} \end{aligned} \quad (5.28)$$

ここで  $a_i = a_i^1 + \alpha a_i^2$

$b_i = b_i^1 + \alpha b_i^2$

$a_i^1, a_i^2, b_i^1, b_i^2$  ; 1 あるいは -1

$\alpha$  ;  $0 < \alpha < 1$

$T$  ; パルス繰返し周期

$g(t)$  ; 受信ベースバンド波形

$A_1$  ; 搬送波の振幅

$\omega, \theta$  ; 搬送波の角周波数・位相

また、復調用の基準搬送波を振幅  $A_2$ 、平均位相  $\hat{\theta}$  の正弦波とし、 $A_2 \sin(\omega t + \hat{\theta})$  とする。図 5.7 に示したように 16 値重畳変調信号  $R(t)$  は最初の 4 相位相復調回路で互いに直交する 2 つの基準搬送波により復調され、 $D_1(t)$ 、 $D_2(t)$  なる 2 つの復調出力を生ずる。

$$\begin{aligned} D_1(t) &= \frac{A_1 A_2}{2} \sum_i g(t-iT) \{a_i \cos(\theta - \hat{\theta}) - b_i \sin(\theta - \hat{\theta})\} \\ D_2(t) &= \frac{A_1 A_2}{2} \sum_i g(t-iT) \{a_i \sin(\theta - \hat{\theta}) + b_i \cos(\theta - \hat{\theta})\} \end{aligned} \quad (5.29)$$

復調回路に接続する識別回路が瞬時サンプリングを行ない、かつその出力パルスの立上り時間が零とみなせるものとする、識別回路出力  $R_1(t)$ 、 $R_2(t)$  は以下のようにになる。

$$\begin{aligned} R_1(t) &= \sum_j h(t-jT) \operatorname{sgn}\{D_1(jT)\} \\ R_2(t) &= \sum_j h(t-jT) \operatorname{sgn}\{D_2(jT)\} \end{aligned} \quad (5.30)$$

$$\begin{aligned} \text{ここで } h(t) &= \begin{cases} 1 & -\frac{T}{2} \leq t \leq \frac{T}{2} \\ 0 & \text{elsewhere} \end{cases} \\ \operatorname{sgn}(x) &= \begin{cases} 1 & x > 0 \\ -1 & x < 0 \end{cases} \end{aligned}$$

したがって再変調回路の出力  $M(t)$  は再変調回路への基準搬送波を  $A_3 \sin(\omega t + \hat{\theta}_1)$  とすると

$$M(t) = A_3 \{R_1(t) \sin(\omega t + \hat{\theta}_1) + R_2(t) \cos(\omega t + \hat{\theta}_1)\} \quad (5.31)$$

となる。再変調比較形搬送波同期回路では 3 章で述べたようにパルスパターンによって生ずる抽出搬送波のジッタを抑えるため、再変調回路出力に伝送路の波形伝送特性に近い特性を有するフィルタを挿入している。いまこの伝送路等価フィルタの  $h(t)$  に対する応答を  $g(t)$  とすると、フィルタ出力  $F(t)$  は次式となり、これが位相比較器の入力となる。

$$\begin{aligned} F(t) &= A_3 \sum_j g(t-jT) [\operatorname{sgn}\{D_1(jT)\} \sin(\omega t + \hat{\theta}_1) \\ &\quad + \operatorname{sgn}\{D_2(jT)\} \cos(\omega t + \hat{\theta}_1)] \end{aligned} \quad (5.32)$$

一方、位相比較器への他の入力を受信信号の分岐出力  $R_c(t)$  であり、これを以下のように表わす。

$$R_c(t) = A_4 \sum_i g(t-iT) \{a_i \sin(\omega t + \theta_i) + b_i \cos(\omega t + \theta_i)\} \quad (5.33)$$

これから、位相比較器出力  $V(t)$  は、double frequency term を無視すると

$$\begin{aligned} V(t) &= F(t) \times R_c(t) \\ &= \frac{A_3 A_4}{2} \{ \cos(\theta_1 - \hat{\theta}_1) \sum_i a_i g(t-iT) \sum_j g(t-jT) \operatorname{sgn}\{D_1(jT)\} \\ &\quad + \sin(\theta_1 - \hat{\theta}_1) \sum_i a_i g(t-iT) \sum_j g(t-jT) \operatorname{sgn}\{D_2(jT)\} \\ &\quad - \sin(\theta_1 - \hat{\theta}_1) \sum_i b_i g(t-iT) \sum_j g(t-jT) \operatorname{sgn}\{D_1(jT)\} \\ &\quad + \cos(\theta_1 - \hat{\theta}_1) \sum_i b_i g(t-iT) \sum_j g(t-jT) \operatorname{sgn}\{D_2(jT)\} \} \end{aligned} \quad (5.34)$$

いま関数  $U_1, U_2, U_3, U_4$  を以下のように定義する。

$$\begin{aligned} U_1(t) &= \sum_i a_i g(t-iT) \sum_j g(t-jT) \operatorname{sgn}\{D_1(jT)\} \\ U_2(t) &= \sum_i a_i g(t-iT) \sum_j g(t-jT) \operatorname{sgn}\{D_2(jT)\} \\ U_3(t) &= \sum_i b_i g(t-iT) \sum_j g(t-jT) \operatorname{sgn}\{D_1(jT)\} \\ U_4(t) &= \sum_i b_i g(t-iT) \sum_j g(t-jT) \operatorname{sgn}\{D_2(jT)\} \end{aligned} \quad (5.35)$$

したがって

$$V(t) = \frac{A_3 A_4}{2} [\{U_2(t) - U_3(t)\} \sin(x - \delta) + \{U_1(t) + U_4(t)\} \cos(x - \delta)] \quad (5.36)$$

が得られる。ここで、 $x = \theta - \hat{\theta}$ 、 $\delta = \Delta_1 - \Delta_2$  であり、 $\Delta_1, \Delta_2$  は図 5.28 に点線で示した径路に沿った搬送波の位相回転を表わす。

電圧制御発振器 (VCO) の出力周波数  $\hat{\theta}$  は次式によって  $V(t)$  により制御されている。

$$\frac{d\hat{\theta}(t)}{dt} = K_v F(p) V(t) \quad (5.37)$$

ここで  $K_v$  は電圧制御発振器の感度 (rad/V/s) であり、 $F(p)$  はループフィルタの伝達特性を表わす。 $x = \theta - \hat{\theta}$  であるから

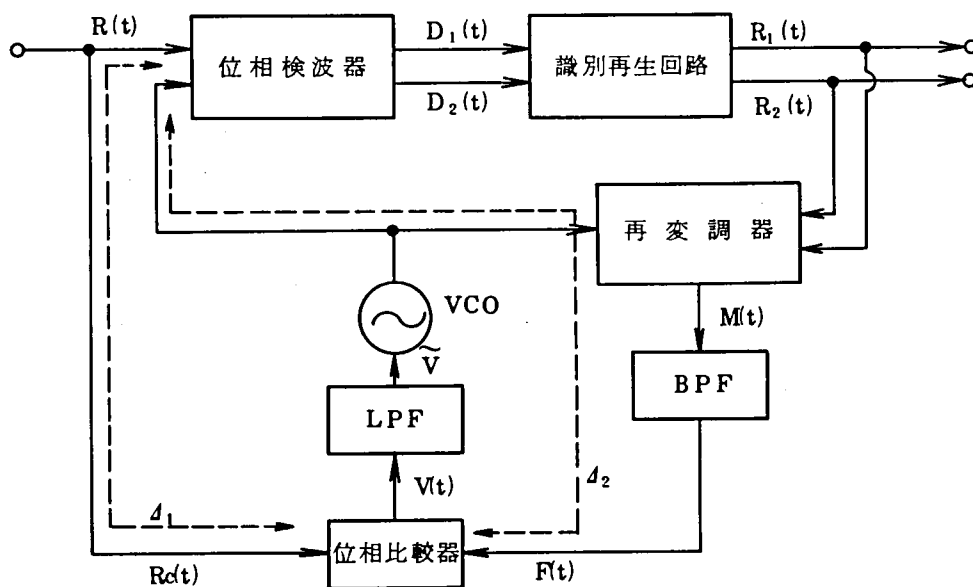


図 5.28 位相比較特性計算モデル

$$\frac{dx}{dt} = \frac{d\theta(t)}{dt} - K_v F(p) V(t) \quad (5.38)$$

となる。したがって、ループの帯域幅  $W_L$  がパルス繰り返し周波数に比べて十分に狭いとなると、すなわち  $W_L \ll 1/T$  が成り立つとすると、ループフィルタの出力  $V(x)$  は次式となる。

$$\begin{aligned} \bar{V}(x) &= \overline{\sum_i} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} V(t) dt \\ &= \frac{k}{T} \overline{\sum_i} \left\{ \sin(x - \delta) \int_{-T/2}^{T/2} \{U_2(t) - U_3(t)\} dt \right. \\ &\quad \left. + \cos(x - \delta) \int_{-T/2}^{T/2} \{U_1(t) + U_4(t)\} dt \right\} \end{aligned} \quad (5.39)$$

ただし  $k = A_3 A_4 / 2$

このことから、位相  $x$  について  $V(x)$  を計算すれば位相比較特性を求めることができる。計算の見通しを良くするため帯域制限されたパルス波形を表わす関数  $g(t)$  は最隣接タイムスロットにのみ影響するものとし、次隣接タイムスロットへの影響は無視し得るものと仮定する。この仮定は実用的な伝送路帯域制限である  $BT \geq 0.8$  の系ではほぼ正しいと考えてよい。ただし、ここで  $B$  は伝送路の 3 dB 帯域幅であり、 $T$  はパルス繰り返し周期である。

また、次隣接タイムスロットまで考慮すれば  $BT \leq 0.8$  の系でも計算することが可能である。

$g(t) = g(-t)$  を考慮すると (5.29) の  $D_1(t)$ ,  $D_2(t)$  および (5.35) の  $U_1(t) \sim U_4(t)$  は次式のようにになる。

$$\begin{aligned} D_1(iT) &= \frac{A_1 A_2}{2} [g(0) (a_i \cos x - b_i \sin x) \\ &\quad + g(T) \{(a_{i-1} + a_{i+1}) \cos x - (b_{i-1} + b_{i+1}) \sin x\}] \\ D_2(iT) &= \frac{A_1 A_2}{2} [g(0) (a_i \sin x + b_i \cos x) \\ &\quad + g(T) \{(a_{i-1} + a_{i+1}) \sin x + (b_{i-1} + b_{i+1}) \cos x\}] \end{aligned} \quad (5.40)$$

$$\begin{aligned} U_1(t) &= \{a_{i+1} g(t-T) + a_i g(t) + a_{i-1} g(t+T)\} [g(t-T) \operatorname{sgn} \{D_1(i+1)T\} \\ &\quad + g(t) \operatorname{sgn} \{D_1(iT)\} + g(t+T) \operatorname{sgn} \{D_1(i-1)T\}] \\ U_2(t) &= \{a_{i+1} g(t-T) + a_i g(t) + a_{i-1} g(t+T)\} [g(t-T) \operatorname{sgn} \{D_2(i+1)T\} \\ &\quad + g(t) \operatorname{sgn} \{D_2(iT)\} + g(t+T) \operatorname{sgn} \{D_2(i-1)T\}] \\ U_3(t) &= \{b_{i+1} g(t-T) + b_i g(t) + b_{i-1} g(t+T)\} [g(t-T) \operatorname{sgn} \{D_1(i+1)T\} \\ &\quad + g(t) \operatorname{sgn} \{D_1(iT)\} + g(t+T) \operatorname{sgn} \{D_1(i-1)T\}] \\ U_4(t) &= \{b_{i+1} g(t-T) + b_i g(t) + b_{i-1} g(t+T)\} [g(t-T) \operatorname{sgn} \{D_2(i+1)T\} \\ &\quad + g(t) \operatorname{sgn} \{D_2(iT)\} + g(t+T) \operatorname{sgn} \{D_2(i-1)T\}] \end{aligned} \quad (5.41)$$

(i) 帯域制限がない場合

今、伝送路に帯域制限がない場合について (5.39) にもとづいて位相比較特性を検討してみる。  
この時  $g(t)$  は次式で与えられる。

$$g(t) = \begin{cases} 1 & -\frac{T}{2} \leq t \leq \frac{T}{2} \\ 0 & \text{elsewhere} \end{cases} \quad (5.42)$$

これから  $\bar{V}(x)$  は以下のようにになる。

$$\begin{aligned} \bar{V}(x) &= k \sum_i [\operatorname{sgn} (a_i \sin x + b_i \cos x) \{a_i \sin (x-\delta) + b_i \cos (x-\delta)\} \\ &\quad + \operatorname{sgn} (a_i \cos x - b_i \sin x) \{a_i \cos (x-\delta) - b_i \sin (x-\delta)\}] \end{aligned} \quad (5.43)$$

この計算結果を  $\alpha=0.5$  の場合について図 5.29 に示す。これからわかるように、このような形式の搬送波同期回路で多値振幅位相変調信号の搬送波抽出を行なうと、同図に○印で示した望ましい位相安定点以外に不要な位相安定点（同図●印）が生ずることがわかる。この現象は 3 章で述べた擬似引込み (false-lock) と似ている。しかし、3 章の場合には入力周波数と VCO の発振周波数との間に特別な周波数差がある時に生じたのに対し、本現象は周波数差に関係なくむしろ特定の位相関係にある場合に生ずる点でやや異なっている。このような不要な安定点の存在は信号配置の形状に起因するものであり、象現判定法を用いた 4 レベル QAM 信号の復調の研究においてすでに指摘されているところである<sup>(20)(21)</sup>。この事実は多値振幅位相変調信号の復調に際し問題となるが、以下に述べるように、実際の伝送路のように帯域制限のある系では不要な安定点が消失してしまうので特に大きな問題とはならない。また、同期回路の構成を工夫することによって帯域制限が比較的小さな場合でも、不要な安定点を取り除くことが可能である<sup>(22)</sup>。

#### (ii) 帯域制限がある場合

伝送路にガウス形の帯域制限のある場合について位相比較特性を検討する。計算を行なうにあたって、まず、応答波形  $g(t)$  を高速フーリエ変換 (FFT) により求め、(5.39) の積分を実行した。この場合ベースバンドパルスとして 11 段の擬似ランダムパルスパターンを発生させ、こ

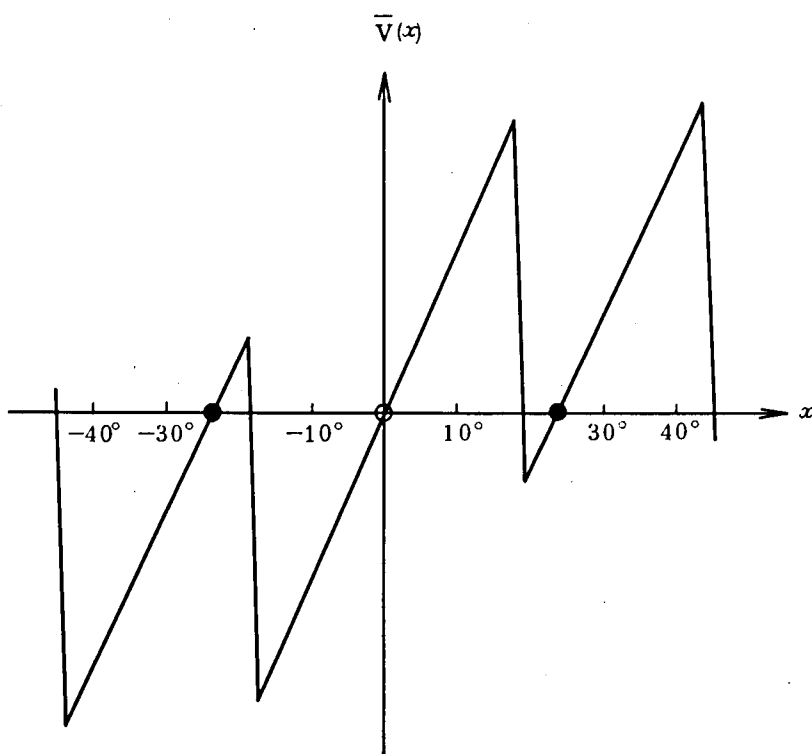


図 5.29 16 値振幅位相変調信号に対する位相比較特性



れを3ビットシフトさせることによって得た4系列のパルス列を  $a_i^1, a_i^2, b_i^1, b_i^2$  に割当て、着目しているタイムスロットの前後2ビット、合わせて5タイムスロットを考えた。帯域制限の大きさとして  $BT = \infty, 1.2, 1.0, 0.8$  の4つを選んだ。計算結果を図5.30に示す。帯域制限が厳しくなるにつれ符号間干渉による効果があられ、不要安定点が消失していくことがわかる。実際の系では、帯域制限以外に遅延歪、識別不確定幅、変調信号の位相ならびに振幅偏差など各種の回路不完全性にもとづく劣化要因が存在するため不要安定点の消失はさらに顕著に表われるものと考えてよい。

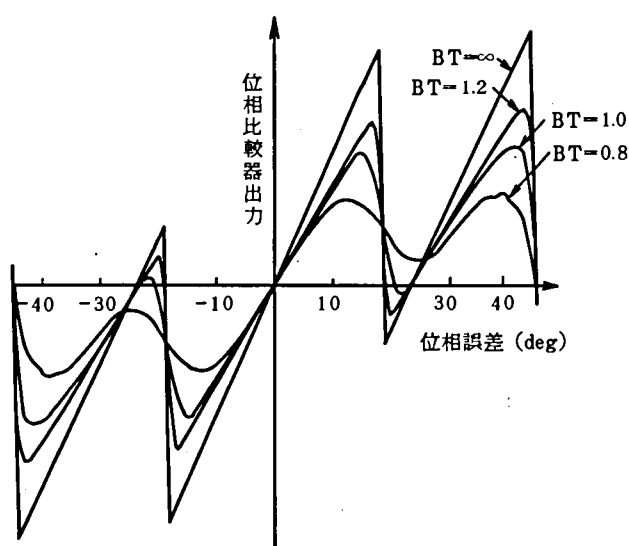


図 5.30 ガウス形帯域制限の位相比較特性におよぼす影響

次に、上記の結果をもとに帯域制限と熱雑音が共存する系での位相比較特性を求めてみよう。熱雑音の影響は、各ビット毎に識別誤りを起す確率を求め、その確率で識別パルスの符号を反転させて計算した。図5.31は雑音による影響を求めるために第1パスの搬送波と雑音の電力比 ( $C_1/N$ ) をパラメータとして、帯域制限が無い場合と、 $BT$  が1.2の場合について計算した結果を示す。この場合も雑音の存在によって第1パスの識別誤りが増加し不要安定点は消失している。

次に、重畳変調方式の一つの特徴である非同期変調波を受信した場合の位相比較特性を計算してみる<sup>(23)</sup>。第1パスと第2パスの搬送波が非同期であるとする、第2パスの信号点は図5.32の信号ベクトル図に示すような円周上を回転する。今、第2パスの位相  $\phi$  をランダムに発生させて、 $a_i^2, b_i^2$  として

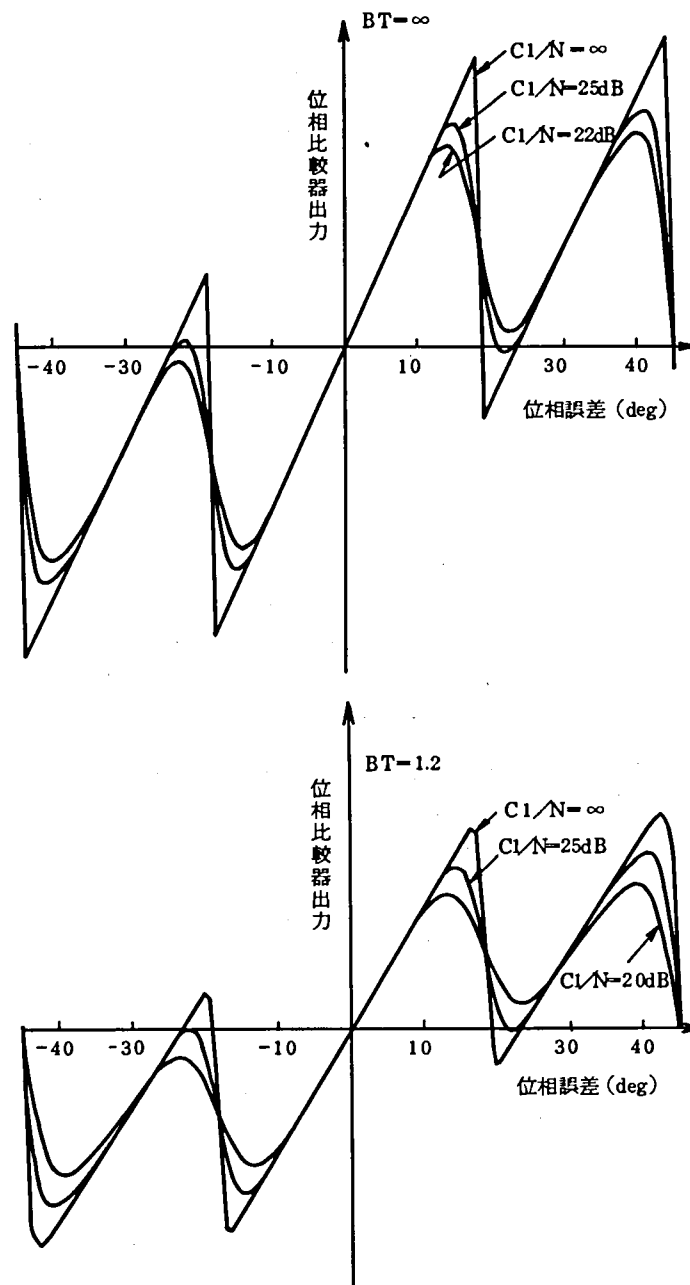


図 5.31 熱雑音の位相比較特性に及ぼす効果

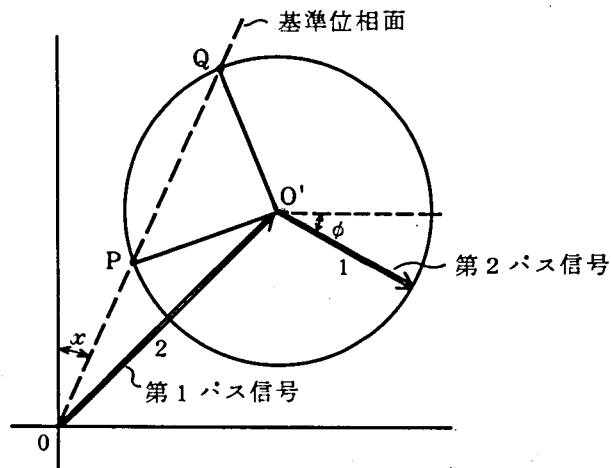


図 5.32 非同期変調信号ベクトル図

$$\left. \begin{aligned} a_i^2 &= \sqrt{2} \cos \phi \\ b_i^2 &= \sqrt{2} \sin \phi \end{aligned} \right\} \quad (5.44)$$

として計算したものを図 5.33 に示す。また、図 5.32 において、第 2 パスの信号点が基準位相面に対して左側の円弧  $PQ$  上に存在すると第 1 パスは識別誤りを生じる。第 1 パスと第 2 パスの振幅比を 2 ( $\alpha=0.5$ ) とし位相誤差を  $x$  とすると、第 1 パスの誤る確率  $P_e$  は

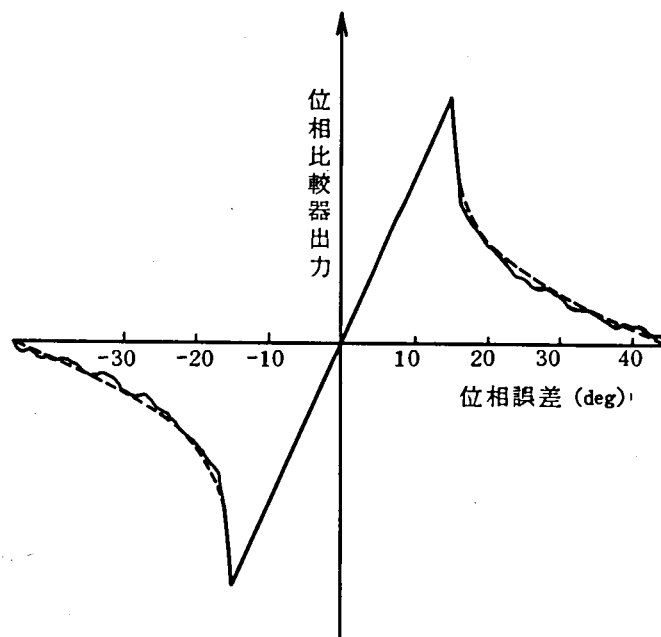


図 5.33 非同期変調時の位相比較特性

$$P_e = \angle PO'Q/2\pi = \frac{1}{2\pi} \cos^{-1} \left\{ 2 \sin \left( \frac{\pi}{4} - x \right) \right\} \quad (5.45)$$

となるので、これを用いて計算したものを図 5.33 の破線で表わす。図 5.33 から、非同期変調方式では不要安定点が存在しないことが明らかである。

以上の検討結果から、現実的な伝送系を伝送された信号に対する、すなわち帯域制限や雑音がある程度存在する状態では、不要安定点は消失することおよび第 1 パスと第 2 パスの搬送波が非同期の場合には不要安定点は存在しないことが明らかとなった。

### 5.5.2 抽出搬送波雑音と同期引込み特性

重畳原理にもとづいた 16 値振幅位相変調方式では、再変調比較形搬送波再生回路において、受信した 16 値振幅位相変調信号と再生された第 1 パス信号（4 相 P S K 信号）を相互に位相比較して V C O を制御するため、再生搬送波のジッタが大きくなる可能性がある。このジッタを抑圧する最も簡単な方法はループの雑音帯域幅を狭くすることであるが、あまり狭くし過ぎると同期引込み特性が充分でなくなる。以下ではループ雑音と同期引込み特性について述べる。

いま、ループ内に用いる二次の位相遅れフィルタを図 5.34 とし、 $K$  をループゲイン、 $\tau$  をループ遅延時間、 $\zeta$  をダンピングファクタ、 $\omega_n$  を自然角周波数とする。また、 $\tau$  で規格化した以下のようなパラメータを定める。

$$\left. \begin{aligned} k &= K\tau \\ \alpha &= C(R_1 + R_2)/\tau \\ \beta &= CR_2/\tau \\ m &= \beta/\alpha \\ x &= \omega_n \cdot \tau \end{aligned} \right\} \quad (5.46)$$

文献 (24) によれば、この時のフィルタの通過帯域幅  $B$  は次式で表わされる。

$$\frac{k}{4} \frac{1 + \frac{k\beta^2}{\alpha}}{1 + k\beta} = \frac{-1 + \sqrt{1 + 16B\tau}}{8} \quad (5.47)$$

ただし

$$\begin{aligned} \alpha &= \frac{x \sin(\sqrt{1 - \zeta^2} x) - k e^{\zeta x} \sqrt{1 - \zeta^2}}{x^2 \{ \zeta \sin(\sqrt{1 - \zeta^2} x) - \sqrt{1 - \zeta^2} \cos(\sqrt{1 - \zeta^2} x) \}} \\ \beta &= \frac{e^{-\zeta x} x \sqrt{1 - \zeta^2} + k \{ (2\zeta^2 - 1) \sin(x \sqrt{1 - \zeta^2}) - 2\zeta \sqrt{1 - \zeta^2} \cos(\sqrt{1 - \zeta^2} x) \}}{kx \{ \zeta \sin(\sqrt{1 - \zeta^2} x) - \sqrt{1 - \zeta^2} \cos(\sqrt{1 - \zeta^2} x) \}} \end{aligned} \quad (5.48)$$

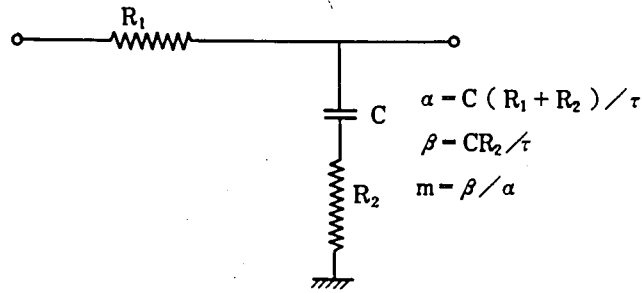


図 5.34 ループフィルタ定数

一方、文献 (25) によれば、ループの同期引込み範囲  $\Delta\omega_p$  は次式で与えられる。

$$\Delta\omega_p = -\frac{2mK^2}{\pi} \tau + \sqrt{\frac{2}{3} mK^2 \left(1 + \frac{4mK^2}{\pi^2} \tau^2\right)} \quad (5.49)$$

式 (5.48) と (5.49) を図 5.35 と図 5.36 に示す。従って、まず図 5.35 を用いループの安定性を考慮して  $B$  と  $\zeta$  を定めることにより、 $\alpha$  と  $\beta$  を決定できるので、次に図 5.36 により引込み範囲  $\Delta\omega_p$  が正となるようにループ定数を定めれば、雑音帯域幅と引込み範囲  $\Delta\omega_p$  を同時に満たすことができる。また、さらに広い同期引込み範囲を要求する場合にも、 $\Delta\omega_p > 0$  なる条件が満足されていれば、3章に述べた周波数掃引法によって強制的に広い同期引込みを得ることが可能であり<sup>(12)</sup>、特に問題とはならない。

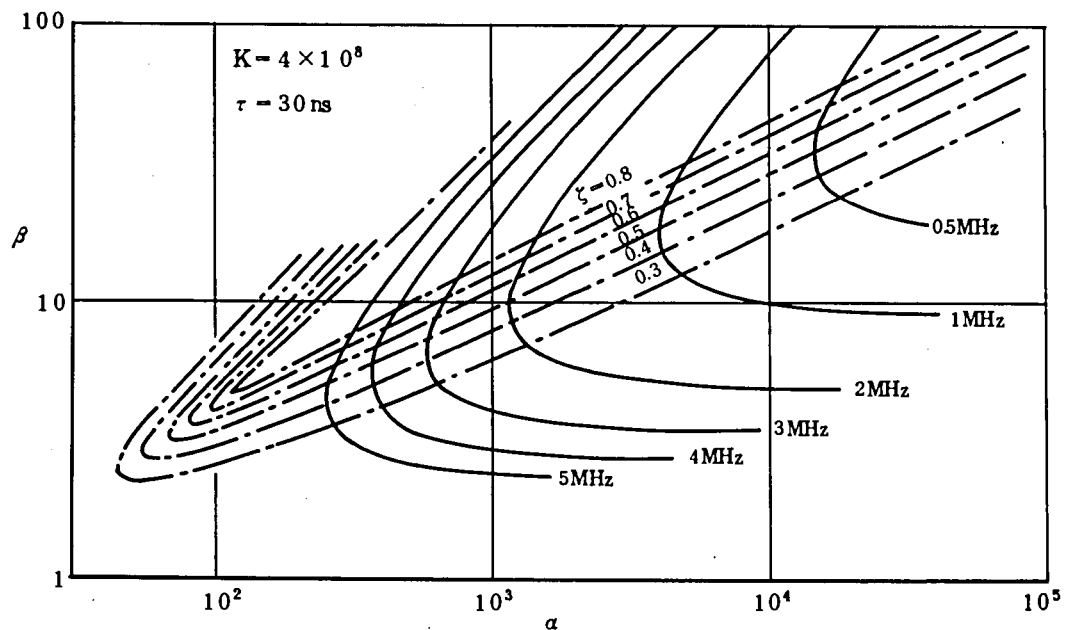


図 5.35 ループ定数と雑音帯域幅，ダンピングファクタの関係

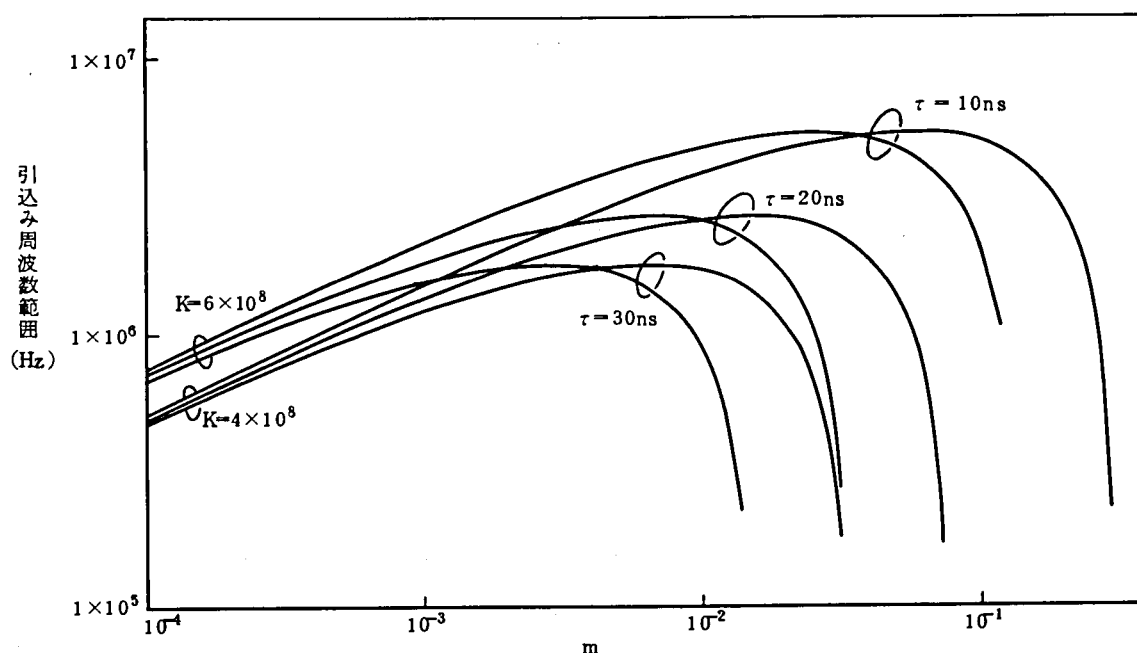


図 5.36 ループ定数と引込み周波数範囲の関係

## 5.6 実験的検討

重畳変調原理を用いた高速多値振幅位相変調方式の特性を確認するため、変調速度 100MB および 400MB において 16 値重畳変調信号の伝送実験を行なった。以下にその詳細を述べる<sup>(14)(26)</sup>。

### 5.6.1 実験系の構成

図 5.37 に実験系の構成を、表 5.1 にその主要諸元を示す。5.3 節で述べたように、16 値重畳変調信号を得るには互いに独立な 4 つのベースバンド信号系列を用意する必要がある。

表 5.1 多値変復調実験系の諸元

符 号 速 度	400 Mb/s (or 1.6 Gb/s)
クロック周波数	100 MHz (or 400 MHz)
搬送周波数	1.7 GHz
変 調 形 式	16 値振幅位相変調 (ベクトル加算)
復 調 形 式	同期検波 (ベクトル減算)

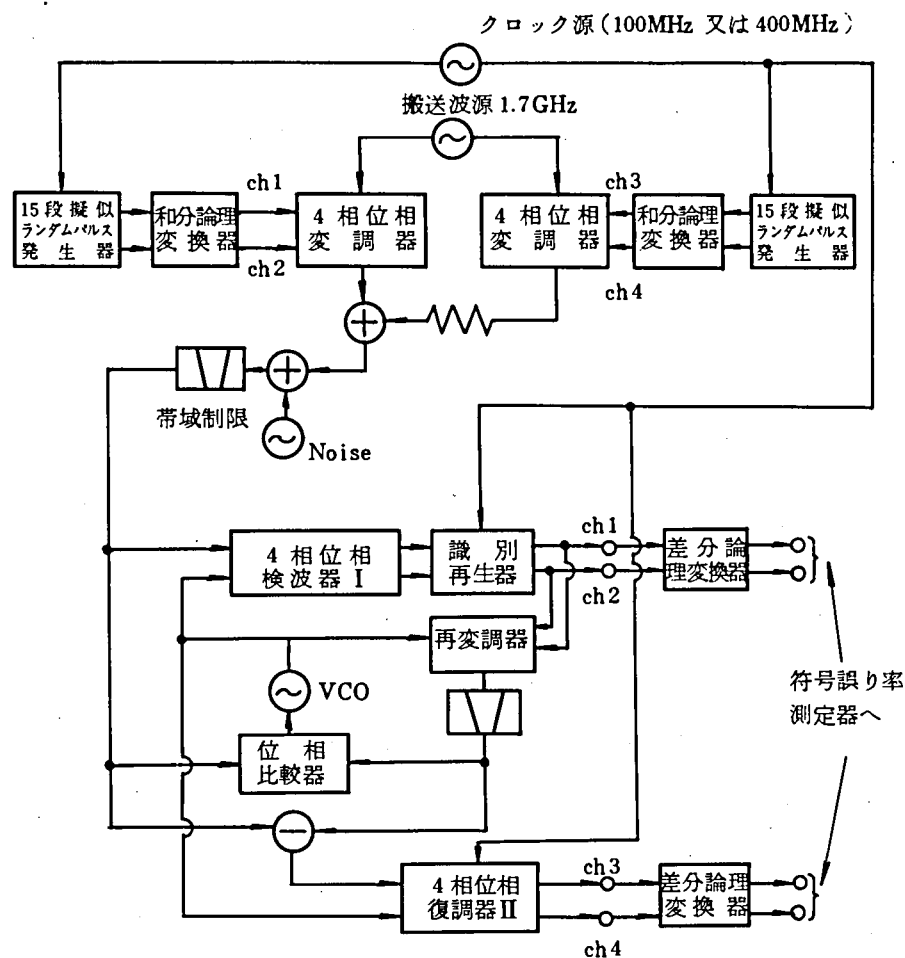


図 5.37 実験系の構成

本実験では2台の擬似ランダムパルス発生器を用意し、それぞれを第1パス信号用および第2パス信号用の信号源として用いている。また、各パスではそれぞれ2系列のベースバンドパルス列を用意する必要があるので、各パルス発生器の出力を2分し、一方に3ビットの遅延を与えて2系列のベースバンドパルス列とした。一方に遅延を与えたのはパルス列間の相関を可能な限り小さくするためである<sup>(27)</sup>。

次に各パスの2系列のベースバンド信号を和分論理変換し、それぞれ4相位相変調器を駆動し、第1パス信号および第2パス信号を得る。5.3節で述べたように、得られた第1パスおよび第2パス信号を適当な振幅位相関係で、広帯域なY分岐回路<sup>(28)</sup>によりベクトル合成すれば16値重畳変調信号が得られる。

なお、ここで用いた4相位相変調器はW-40Gミリ波導波管伝送方式用に開発された400MB用の高速変調回路である<sup>(17)</sup>。

伝送路は5段トムソン (Thomson) 形の帯域通過フィルタで帯域制限することによって模擬しており、かつフィルタの入力側で抵抗体の熱雑音を広帯域なトランジスタ増幅器で増幅した後の白色雑音を加え、復調時の信号電力対雑音電力比 (SNR) を任意に変えることが可能である。

復調側では再変調比較形4相位相復調回路で、第1パス信号をまず復調・再生する。次にベクトル減算によって得られた第2パス信号を、抽出された基準搬送波を用いて4相位相復調回路Ⅱにより復調する。再生されたパルス差分論理変換した後、送信側で与えた3ビットの遅延を補正し、2系列のパルスを比較して誤り検出を行なっている。この検討では搬送周波数は1,700MHzに設定しており、復調側の識別再生に必要なクロック信号は外部から供給している。実際の伝送系で回路を構成する場合は、自己タイミングが必要となる。この場合、4相位相変調信号からのタイミング再生に用いたような受信信号の包絡線波形をAM検波することによりタイミングを抽出する方法<sup>(29)</sup>を用いれば容易にタイミング抽出が可能である。

次に、本実験に用いた減算回路についてその構成法を述べる。5.3節で述べたようにベクトル減算の際、入力信号である再生された第1パス信号と16値重畳信号のタイムスロットが互いにずれていたり、搬送波位相のずれがあったりすると、第2パス信号の復調に際して干渉を与えることとなり、復調動作を劣化させる。したがって、減算回路は、これらの劣化要因ができる限り小さくなるよう構成する必要がある。再変調比較形搬送波同期回路では位相比較器の両入力の搬送波位相が同位相となるように動作している。したがって、図5.7からわかるようにベクトル減算回路の両入力も同位相となる。復調動作に上に述べたような劣化を与えることなく減算を行なうにはタイムスロットに位相ずれを生じることなく両信号の差をとる回路が必要となる。

本実験では、方向性結合器がパルスの遅延時間差を生じることなく $\pi/2$ の移相出力を得ることができるのに着目し、図5.38に示すような方向性結合器の組合せによってベクトル減算回路を構成した。

すなわち、入力端子1および入力端子2にそれぞれ受信した16値重畳変調信号と再生された第1パス信号（再変調器出力）を同位相で入力すれば、そのベクトル差として出力端子3に第2パス信号が得られ、この際タイムスロットずれによる残留成分は原理的に生じない。

一方、3章でも述べたように再変調比較形搬送波同期回路では、位相比較器入力端におけるタイムスロットずれ、および搬送波位相ずれは微少量にまで調整することが可能であるから（搬送波位相ずれは $\pm 2^\circ$ 以下<sup>(12)</sup>）位相比較器の両入力端子と減算回路の両入力端子間をそれぞれ可能な限り短い等長のケーブルで接続しておけば、減算回路の出力端子3には不要な残留成分の少ない第2パス信号が得られる。このように、再変調比較形搬送波同期回路と方向性結合器を用いた減算回路により、搬送波位相誤差およびタイムスロットずれによる残留成分の少ない第2パス



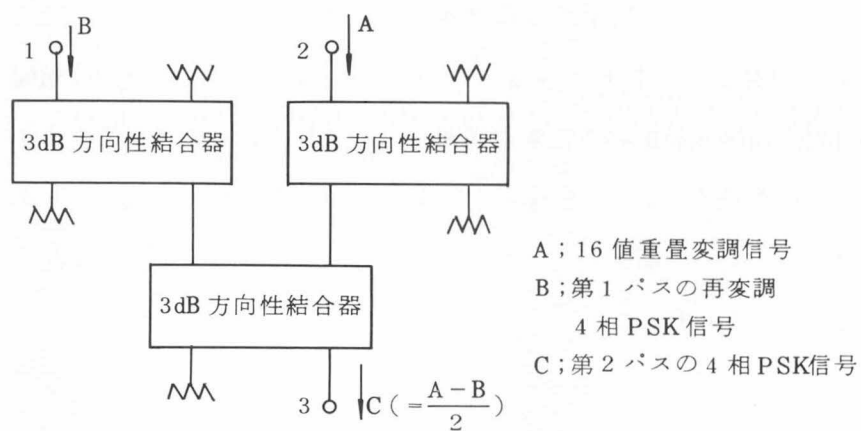
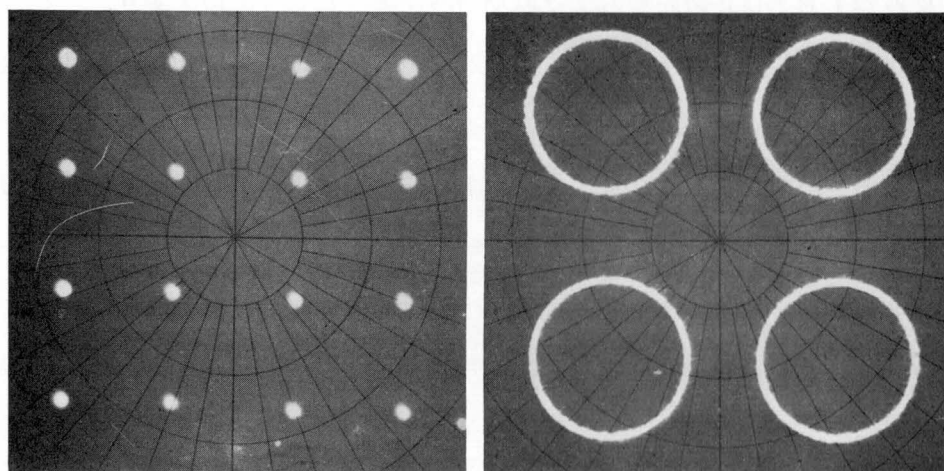


図 5.38 ベクトル減算回路の構成

信号を得ることが可能である。また、この場合、 $\pm 2^\circ$  の搬送波位相誤差によって生ずる劣化は  $C/N$  換算で 0.5 dB 以下である。

#### 5.6.2 100 MB 伝送実験

図 5.39 は第 1 パス信号と第 2 パス信号の振幅比が 6 dB ( $\alpha = 0.5$ ) の場合の 16 値重畳変調信号のシグナルスペースダイアグラムをネットワークアナライザ (Network Analyzer) に描かせたものである。同図(a)は第 1 パス信号と第 2 パス信号の搬送波位相が同期している場合であり、同図



(a) 16値重畳変調信号

(b) 非同期重畳変調信号

図 5.39 16 値重畳変調波の信号配置

(b)は同期していない場合、すなわち非同期変調の例である。これらのシグナルスペースダイアグラムは図5.6の(c)および図5.10にそれぞれ対応しており、これらから位相偏差ならびに振幅偏差の少ない良好な高速多値振幅位相変調回路が実現されていることがわかる。

図5.40は16値重畳変調信号を広帯域なリング形復調器により復調し、その同相成分と直交成分を観測したものである。図5.39のシグナルスペースダイアグラムから予想されるように、振幅および位相変化の少ない良好なパルス波形が得られていることがわかる。

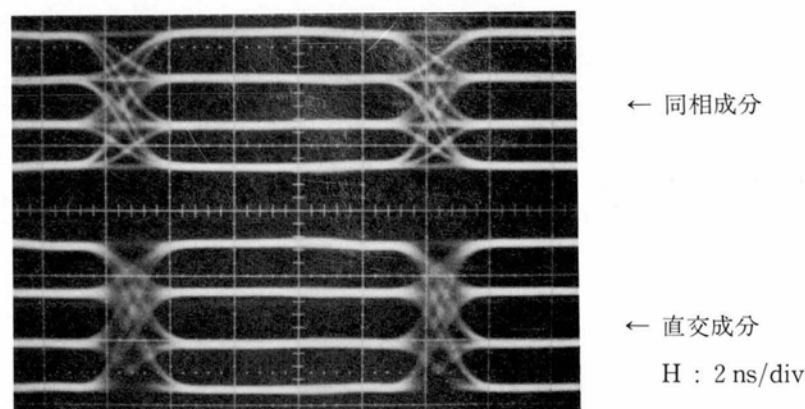
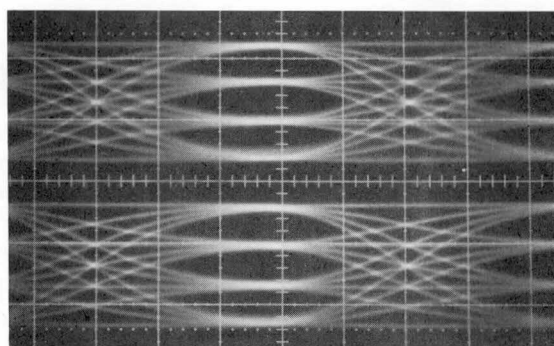


図 5.40 16 値重畳変調信号の復調波形  
(帯域制限なし)

図5.41は3dB低下帯域幅120MHz ( $BT=1.2$ )の5段トムソンフィルタで帯域制限した時の4相位相検波器ⅠおよびⅡの同相および直交検波出力を示したものであり、それぞれ図5.37のch.1, ch.2, ch.3, ch.4の各端子の出力に対応している。特に4相位相検波器Ⅱの出力アイパターンから明らかなように、搬送波位相誤差、タイムスロットずれ等による不要な残留成分の極めて少ない良好な第2パス信号が得られており、5.6.1で述べたベクトル減算回路が動作原理にほぼ近い理想的な特性をもっていることが推定される。

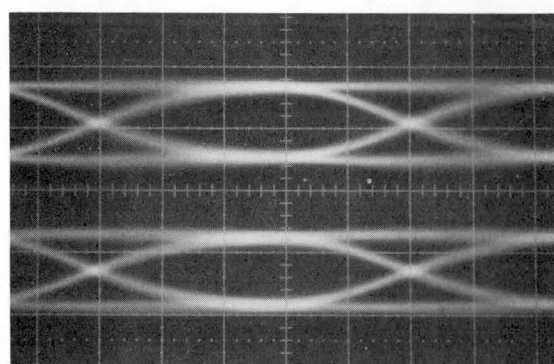
次に符号誤り率特性について述べる。図5.42は帯域制限のない場合 ( $BT=\infty$ ) と3dB低下帯域幅120MHzの伝送路帯域制限を行なった場合の第1パスおよび第2パスの符号誤り率特性の測定結果を示したものである。ここで横軸は第1パス信号の搬送波電力対雑音電力比 ( $C_1/N$ ) である。同図より、 $BT=\infty$ の場合、符号誤り率  $10^{-9}$  を得るために必要な  $C_1/N$  は最悪で22.5dBであり、理論値からの劣化は  $C_1/N$  換算で1dB以下におさまっていることがわかる。また第1パス信号と第2パス信号の特性上の差も小さい。これはベクトル減算回路の特性が理想的な



← 同相チャンネル

← 直交チャンネル

第1検波器出力アイパターン

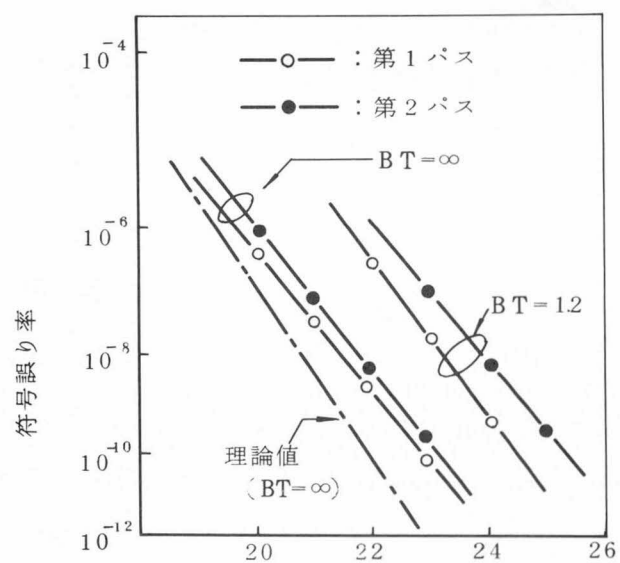


← 同相チャンネル

← 直交チャンネル

第2検波器出力アイパターン  $BT=1.2$   $A_1/A_2=6\text{ dB}$

図 5.41 検波アイパターン



第1パスの搬送波電力対雑音電力比  $C_1/N$  (dB)  
(第1パスと第2パスの振幅比  $A_1/A_2=6\text{ dB}$ )  
(変調速度 100MB)

図 5.42 符号誤り率特性

ものに近い動作を行なっていることを示すものであると言えよう。理論値からの劣化の原因としては抽出搬送波雑音、変調器・復調器における位相誤差などが考えられるが、 $C_1/N$  換算で 1dB 以下におさまっていることから、いずれの要因も充分小さく抑えられていると考えてよい。なお、この時の抽出搬送波の  $S/N$  比の実測値は 33.4 dB 以下であり、スペクトラムアナライザにより図 5.43 のような抽出搬送波を観測することができた。この場合、ループ定数は  $R_1 = 33 \text{ k}\Omega$ 、 $R_2 = 50 \Omega$ 、 $C = 47,000 \text{ pF}$  に選んでおり、ループゲイン  $K = 4 \times 10^8$ 、ループの一巡遅延時間 30 ns を考慮すると、ループの雑音帯域幅は図 5.35 から 0.28 MHz となる。

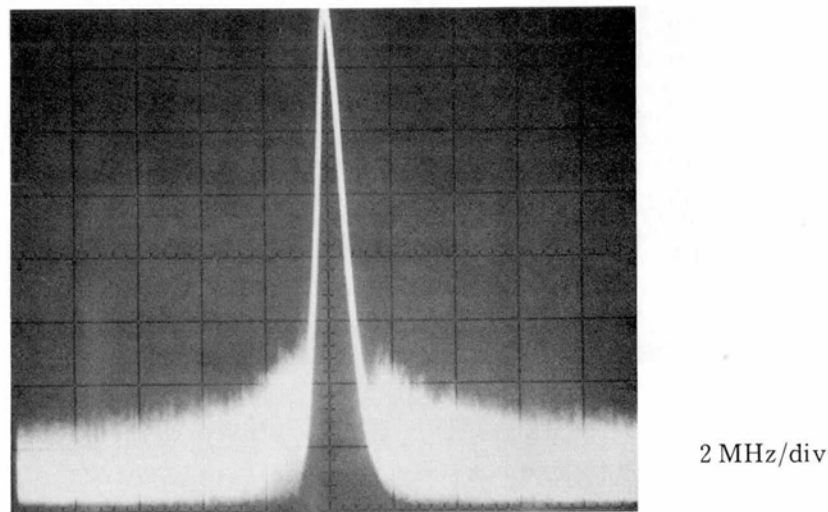


図 5.43 抽出搬送波のスペクトラム  
 $(R_1 = 33 \text{ k}\Omega, R_2 = 50 \Omega, C = 47,000 \text{ pF})$   
 (雑音帯域幅 : 0.28 MHz)

次に  $BT = 1.2$  の場合について述べる。 $BT = 1.2$  の場合に符号誤り率  $10^{-9}$  を得るために必要な  $C_1/N$  は第 1 パス信号については 24 dB、第 2 パス信号については 24.7 dB となり、 $BT = 1.2$  の理論値からの劣化はそれぞれ 1.4 dB および 2.1 dB となった。特に、同図から明らかなように、 $BT = \infty$ 、 $BT = 1.2$  のいずれの場合も、 $C_1/N$  が大きくなると共に符号誤り率が直線的に減少しておりフロア現象<sup>(30)</sup>は見られない。このことから、基準搬送波中に含まれる抽出搬送波雑音、ならびにベクトル減算回路の不完全性によって減算後の第 2 パス信号中に含まれる不要残留成分が共にきわめて小さいことが推定できる。

図 5.44 は第 1 パス信号と第 2 パス信号の振幅比 ( $A_1/A_2$ ) を変化させ、第 1 パス信号および第 2 パス信号の符号誤り率がそれぞれ  $10^{-9}$  となった時の  $C_1/N$  の値を測定した結果を示したもの

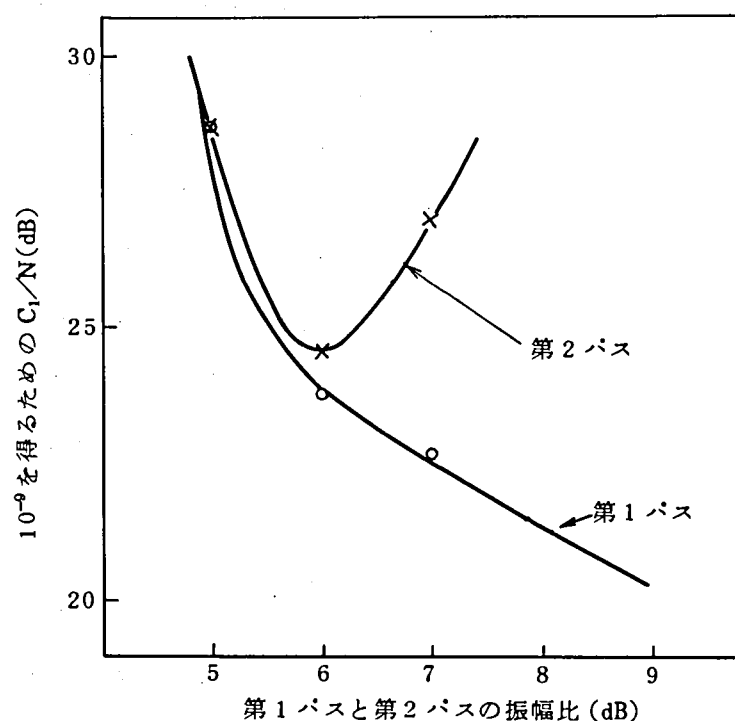


図 5.44 第1パスと第2パスの振幅比と所要  $C_1/N$  の関係

である。この図から、 $A_1/A_2 = 6$  dB の時が所要  $C_1/N$  が最も少なく済み、かつこの振幅比の場合が理論値からの劣化が最も小さいことがわかる。これは、5.2 節で述べたことから容易に類推されることである。

以上の実験結果から考えて、本重畳変調方式の基本的な動作特性は良好であり、本方式がきわめて実現性の高いものであることが判る。

### 5.6.3 400 MB (1.6 Gb/s) 伝送実験

5.6.2 で述べた変調速度 100 MB をさらに 400 MB にまで上げるにより、1.6 Gb/s の超高速パルス伝送実験を行ない、重畳変調方式の高速性を確認した。実験系はクロック源が 100 MHz から 400 MHz になり、それに伴ない帯域制限用フィルタの帯域が広がっている以外は、図 5.37 の構成とはほぼ同じである。すなわち、変調速度が 400 MB と高速であるので変調パルスの立上り・立下り時間 ( $\approx 0.7$  ns ;  $BT \approx 2.5$ ) を考慮し、3 dB 低下幅 660 MHz の 5 段トムソンフィルタを用いて帯域制限を行ない、全体の波形伝送系が近似零交叉形 ( $BT \approx 1.35$  と等価)<sup>(18)</sup> に近くなるようにしている。また、遅延特性については、各伝送路で必要に応じて一次遅延の等化を行ない、波形歪が小さくなるようにしている。

図5.45は実験系の変調回路出力端子から第1パス信号用復調回路および第2パス信号用復調回路の入力端までの振幅周波数特性の測定結果を示したものである。各伝送路により特性が多少異なるが、3 dB 低下帯域幅は約 640 MHz である。従って、変調パルスの立上り・立下り時間( $BT \simeq 2.5$ )を考慮すれば、伝送系全体の帯域制限は  $BT \simeq 1.35$  と考えられる。

図5.46は送信部の搬送波源出力の一部を復調用基準搬送波として用いた場合の符号誤り率特性の測定結果を示したものである。符号誤り率  $10^{-9}$  を得るに必要な  $C_1/N$  は第1パス信号に対して 22.6 dB、第2パス信号に対して 23.6 dB であり、 $BT = 1.35$  の理論値からの劣化はそれぞれ 0.8 dB および 1.8 dB である。第2パス信号に対する  $C/N$  劣化が比較的大きいのは、送信変調回路と再変調回路の特性上の違い、および伝送路と伝送路等価フィルタの周波特性上の差異等に起因する減算誤差が原因と考えられる。したがって、伝送特性の等化をより適切に行なうことによって、第2パスの特性は改善できると考えられる。図5.47はこの時の第1パスおよび第2パス復調回路における検波アイパターンを示す。図5.41に示した 100 MB 伝送時のアイパターンにくらべ、位相変換点近傍におけるトレースがぼやけており、減算回路出力に不要波成分が含まれていることがわかる。

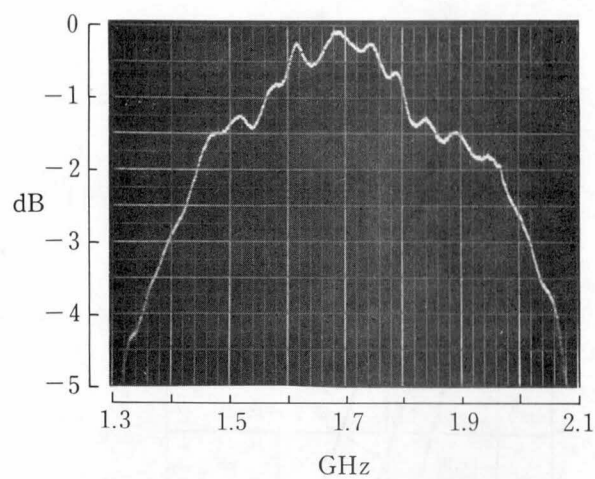
図5.48は再生搬送波を用いた場合の符号誤り率特性を示す。図5.46の場合にくらべ、第1パス、第2パスともに符号誤り率  $10^{-9}$  において約 0.7 dB の  $C/N$  劣化が見られるが、 $C_1/N$  の増加に伴って単調に誤り率が減少しており、いわゆるフロアは見当らない。測定結果によれば、この時の再生搬送波の  $S/N$  比は 36 dB 以上であった。また、図5.48において各パスに2本の曲線があるのは、再生搬送波のとりうる4つの位相のうち、符号誤り率の最良のものと最悪のもの2つを示したものであり、引込み位相による特性のバラつきは  $C/N$  換算で 0.5 dB 以下になっている。

以上の諸結果から 400 MB という高速の16値信号の伝送においても、重畳変調方式が有効で、かつ良好な特性を示すことがわかった。

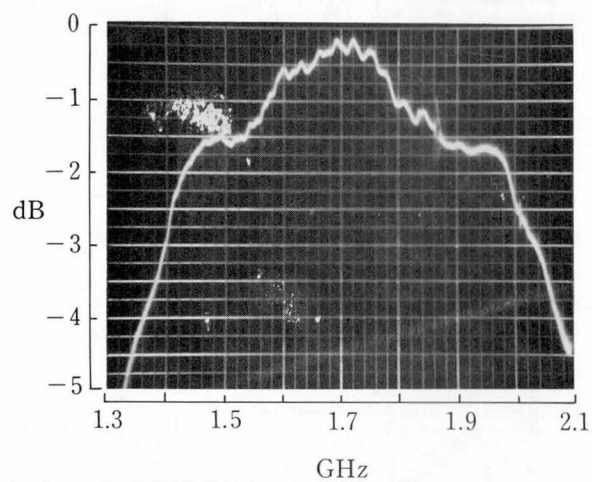
## 5.7 ま と め

マイクロ波、準ミリ波、ミリ波などを用いた高速ディジタル伝送方式における多値伝送方式の実現をねらいとして、重畳変調という考え方とこれに基づく新しい変復調回路構成法を提案した。また、16値伝送の場合を例にとりて、その動作原理、符号誤り率特性、帯域制限影響などについて述べた。本方式はその動作原理から考えて以下のような特長を有している。

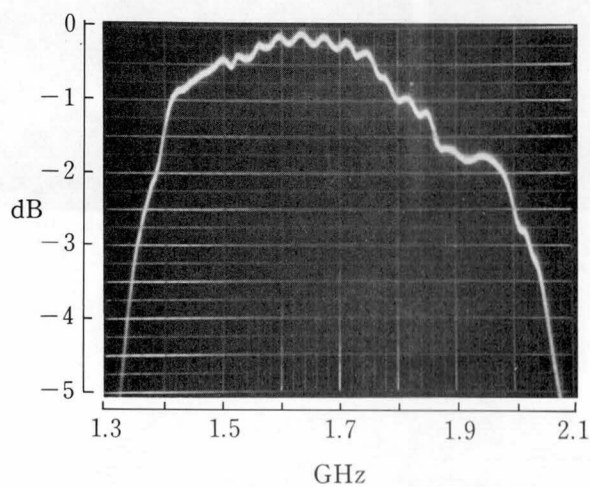
- (1) 従来の APSK 方式に比べて回路構成が簡単であり、かつ既に確立されている技術の組合せで、これを実現できる。



(a) 変調部出力 → 第1パス復調部入力



(b) 変調部入力 → 減算回路 → 第2パス復調部入力



(c) 再変調器出力 → 減算回路 → 第2パス復調部入力

図 5.45 伝送路の振幅周波数特性 (400 MB 実験時)

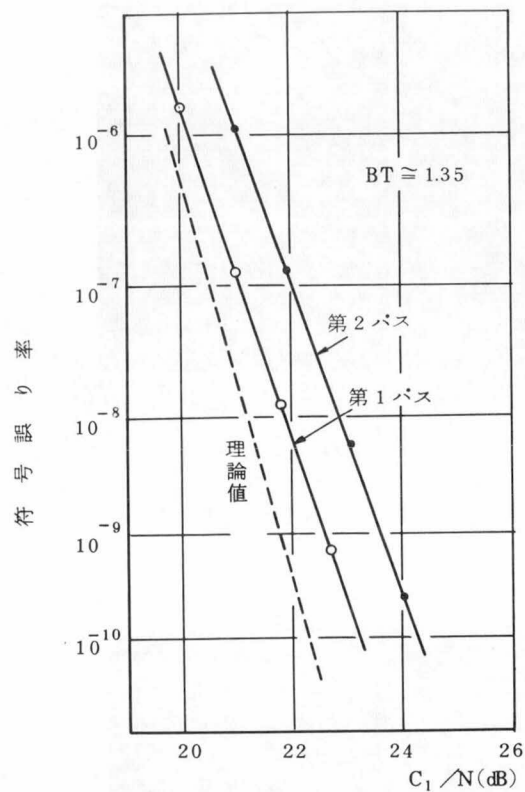
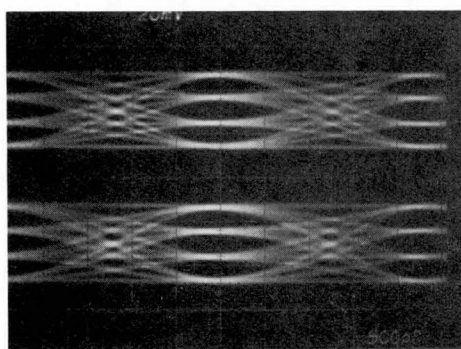
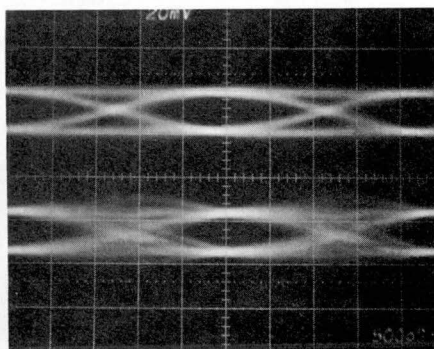


図 5.46 送信側搬送波を復調用の基準搬送波として用いた時の符号誤り率特性



第1パス



第2パス

同相チャンネル

直交チャンネル

H : 500 ps/div

図 5.47 検波アイパターン (400 MB)



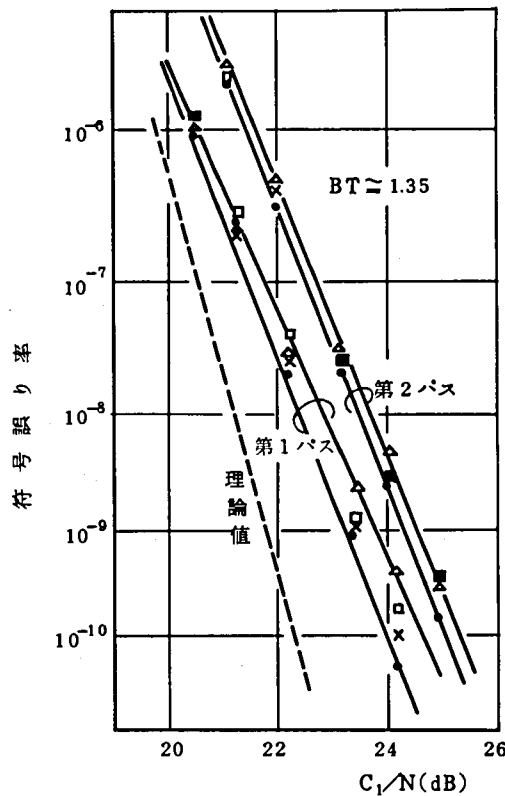


図 5.48 再生搬送波を用いた時の  
符号誤り率特性

(2) 振幅多値変調回路，多値識別回路，論理回路等パルス速度を制限する要因が少ないので，本質的に高速デジタル伝送に適している。

(3) 各信号系列のクロック同期ならびに搬送波同期を相互にとらない方法も原理的に可能であるので，柔軟性に富んだ回線構成ができる。

また，搬送周波数 1.7 GHz，変調速度 100 MB で 16 値伝送（情報伝送速度 400 Mb/s）の変復調折返し実験を行ない，本方式の基本的特性が良好であることを確認した。次に変調速度を 400 MB として同様の実験を行ない， $BT \approx 1.35$  の帯域制限において符号誤り率  $10^{-9}$  点での所要  $C/N$  の理論値からの劣化が 2.7 dB 以内という良好な特性を得た。これにより 400 MB という高速において，400 MB 4 相 PSK 伝送用変復調回路を用いて，1.6 Gb/s 16 値伝送が可能であることを実験的に確認した。

以上述べたように，これまで複雑な信号処理技術とハードウェア実現上の難かしさ等からデータ伝送などの低速領域に留まっていた多値変復調技術を，本方式を用いることによってマイクロ波，準ミリ波，ミリ波等の高速デジタル伝送方式へ適用することが初めて可能になったと言える。

## 文 献

- (1) 大森, 青木, 山本 : 1.544 Mb/s PCM-FDM 伝送方式の概要, 通研実報, 23, 6, pp. 1067~1079, 1974
- (2) 横山, 丹, 龍 : 高速 8 相 P S K 変復調装置, 昭和 46 年度信学全大, 1488, 1971
- (3) C. R. Cahn : Combined Digital Phase and Amplitude Modulation Communication Systems, IRE, CS-8, pp.150-154, Setp., 1960.
- (4) J. C. Hancock, R. W. Lucky : Performance of Combined Amplitude and Phase-Modulated Communication Systems, IRE, CS-8, pp.232-237, Dec., 1960
- (5) 道下, 中込, 川井, 新谷, 柳平, 古屋 : 多周波 A P S K 信号のディジタル変復調方式, 信学論 A, 56, 9, pp. 505~512, 1973
- (6) C. M. Thomas, M. Y. Weidrer and S. H. Durrani : Digital Amplitude-Phase Keying with M-ary Alphabets, IEEE, COM-22, p.168, Feb., 1974
- (7) 石尾, 青山, 猪口, 関 : 多相多値搬送波ディジタル通信の一方式, 信学会, 通信方式研究会資料, CS 74-158, (1975-01)
- (8) W. R. Bennet and J. R. Davey : Data Transmission, McGraw-Hill Book Co., New York, 1965
- (9) K. Miyauchi, S. Seki and H. Ishio : New Technique for Generating and Detecting Multilevel Signal Formats, IEEE Trans., COM-24, 2, pp.263-267, 1976-02
- (10) H. Ishio, M. Washio, M. Inokuchi and S. Seki : A New Multilevel Modulation and Demodulation System for Carrier Digital Transmission, International Conference on Communications, 29-2, Philadelphia, Pa., 1976-06
- (11) 石尾, 宮内, 関 : 搬送波ディジタル信号受信装置, 米国特許 4039961 号
- (12) 石尾, 藤井, 関 : 806 Mb/s 4 相 PSK 伝送用搬送波同期回路の設計と特性, 信学論 B, 57, 10, pp. 625~632, 1974
- (13) 柳本, 中村 : リング変調器の高速化に関する一検討, 信学会, マイクロ波研究会資料, MW 75-125, (1976-02)
- (14) 石尾, 鷺尾, 猪口, 関 : 高速多値変復調回路, 信学論 B, 60, 7, pp. 515~522, 1977
- (15) 石尾, 鷺尾, 猪口 : 搬送波多値ディジタル伝送の実験的検討, 信学会, 通信方式研究会資料, CS 75-45, (1975-07)
- (16) W. J. Weber III : The Use of TWT Amplifiers in M-ary Amplitude and Phase Shift Keying Systems, International Conference on Communications, 36, San Francisco (1975-06)

- (17) 石尾, 関, 鷺尾, 山下: 高速変復調回路, 信学論 B, 58, 2, pp. 68~75, 1975
- (18) 宮内, 関, 石田, 泉: W-40 G ミリメートル波導波管伝送方式, 研実報, 23, 11, p. 2201, 1974
- (19) 石田, 石尾, 中川, 山田, 岡本, 室田: W-40 G 方式中継伝送路特性, 研実報, 23, 11, p. 2407, 1974
- (20) M. K. Simon : Carrier Synchronization and Detection of QASK Signal Sets, IEEE Trans., COM-22, 2, p.98, 1974
- (21) 明石, 佐藤, 石黒: 象限判定法による直交振幅変調の搬送波位相制御, 信学会, 通信方式研究会資料, CS 74-7, 1974
- (22) 鷺尾, 関: 多相多値変復調方式搬送波再生回路の一構成, 昭和 53 年度信学会全国大会, 1897
- (23) 猪口, 鷺尾: 多値変復調方式における搬送波再生について, 昭和 52 年度信学会全国大会, 1843
- (24) 宮川, 平出: 遅延を含む搬送波同期回路の線形制御特性, 信学会通信方式研資料, CS 70-12, (1970-04)
- (25) 大黒: 遅延を含む位相同期回路の解析, 通研実報, 23, 11, pp. 2617~2626, 1974
- (26) 猪口, 鷺尾, 石尾, 関: 1.6 Gb/s 16 値重畳変調方式変復調回路の実験, 信学論 B, 60, 8, p. 598, 1977
- (27) 関, 泉, 石尾, 柳本: 4 相 P S K ミリ波中継実験システムの符号誤り率特性, 信学論 B, 55, 7, pp. 405~411, 1972
- (28) 町田, 石尾, 阿部: 高速パルス変復調回路の集積化, 研実報, 23, 11, pp. 2605~2615, 1974
- (29) 泉, 山田: 試作 4 相 P S K ミリメートル波中継装置のタイミング回路, 通研実報, 21, 5, p. 859, 1972
- (30) W. M. Hubbard, et al. : Multilevel Modulation Techniques for Millimeter Guided Waves, Bell Syst. Tech J., 49, 1, p.33, (1970)

## 第6章 振幅変調信号の非直線増幅と符号誤り率特性

### 6.1 ま え が き

通信装置の送信出力の増加により、中継間隔が増大できることは周知の事実である。ミリ波導波管伝送方式の研究の初期段階ではミリ波帯の半導体素子の進歩が充分でなく送信出力を満足にとることができなかったため、ミリ波信号を進行波管により増幅することが検討された。この際、方式の経済性と信頼性の観点から進行波管の広帯域増幅特性を利用して複数のミリ波信号を共通増幅する方式が筆者らによって研究された<sup>(1)-(3)</sup>。その後、ミリ波半導体素子の進歩は著しく、43 GHz~87 GHzの周波数帯域を用いる W-40 G 方式ではミリ波送信周波数変換器の出力を直接送出することによって15 kmの中継間隔を実現している<sup>(4)</sup>。一方、このようなミリ波半導体自身の進歩に加え、これを用いた回路構成法の改良により、最近では超広帯域な周波数変換器が実現されるに至り<sup>(5)</sup>、これを用いて複数の信号を一挙に周波数変換することも可能になりつつあると言える。したがって、複数のミリ波信号の共通増幅（あるいは変換）という問題は古くて新しいものと考えられる。

増幅あるいは変換というようなアクティブな機能を用いる動作では通常、非直線特性の問題を考慮する必要がある、特に入出力特性に見られる飽和特性は十分な検討を要する。

この章ではミリ波導波管伝送方式用に開発されたミリ波2重はしご形進行波管を用いて2周波あるいは4周波の振幅変調信号を共通増幅する場合を例にとり、符号誤り率特性、最適識別レベル等を検討するとともに、実験との比較を行なっている。

本章では、まず始めに進行波管の増幅特性とその数式的取扱いについて述べた後、これを用いて波形伝送特性ならびに共通増幅時の特性について言及する。次に、これらの結果を用いて符号誤り率特性と最適識別レベルを求めた。その後、実験結果との比較を行ないその妥当性を示した。

振幅変調信号の共通増幅では、大きな送信出力を得る目的で増幅器の非直線領域を使用するが、この際、入力側のパルスの ON-OFF 状態の組合せが異なると出力パルスのピーク値が変動する。この変動量と符号誤り率特性との関係が本検討により明らかになったと考える。

### 6.2 進行波管の増幅特性

進行波管による AM パルスの増幅については波形伝送的な観点からの筆者らによる研究があるが<sup>(3)</sup>、ここでは本章の見通しをよくする意味でこれらの概要を記す。

### 6.2.1 進行波管の波形伝送特性

進行波管の諸特性のうち波形に影響を与える要因は以下のものである。

#### (1) 入出力整合特性

入出力端の不整合によって生ずるパルスエコーによるものであり、 $V.S.W.R. \leq 1.3$  ならば出力パルスの  $D/U$  比は 30 dB 以上となる。

#### (2) 利得および位相の周波数特性

二重はしご形進行波管の代表的な特性を図 6.1 に示す。

##### α) 利得周波数特性

進行波管（ここでは二重はしご形を指す）は、遅波回路としてフィルタ形構造のものをを用いているため利得に 1 次式で表わされる傾斜をもつほか、入出力の不整合及び発振防止用減衰器部分における反射などによって利得周波数特性にリップル分を生ずる。このような特性に依って出力パルス波形は直交成分とエコーパルスを発生する。利得の 1 次傾斜が  $-3 \text{ dB/GHz}$ 、利得リップルの振幅が 0.5 dB 程度のとき、半値幅 2 ns のガウス形パルスを増幅すると、出力波形には最大振幅約 4% の奇対称の直交成分と  $-31 \text{ dB}$  程度のエコーパルスが生ずるが、これらの値はミリ波通信方式の上から一応許容できるものである<sup>(3)</sup>。現在得られる進行波管の利得周波数特性は、利得の一次傾斜  $-2 \text{ dB/GHz}$ 、利得リップル 0.5 dB であり満足できる値となっている。

##### β) 位相周波数特性

波形伝送特性上問題となるのは位相の 2 次成分とリップル成分である。これらの影響に依って出力パルス波形は直交成分とエコーパルスを生ずる。現在得られる進行波管の平均的な位相周波数特性として、位相の 2 次成分を  $0.2 \text{ rad}/(2\pi)^2 (0.5 \text{ GHz})^2$ 、位相リップルを  $0.07 \text{ rad} \sim 0.2 \text{ rad}$  と仮定し、半値幅 2 ns のガウス形パルスの増幅を考えると、出力パルス波形には最大約 2% の偶対称の直交成分と  $-29 \text{ dB} \sim -20 \text{ dB}$  程度のエコーパルスが生ずる<sup>(3)</sup>。通信方式的観点から見て、2 次の位相成分に依る影響はほとんど無視できるが、位相リップルに依るものはタイムクロストークの主因となる。しかし実験的検討に依れば、進行波管の中心周波数近傍での動作であればそれほど顕著なエコーは見当らない<sup>(3)</sup>。

以上 2 つの周波特性による出力パルス波形を図 6.2 にまとめて示す。

#### (3) 非直線特性

進行波管を飽和領域で使用した場合、振幅及び位相の入出力関係が非直線的になる。進行波管の非直線特性の表示式は規格化入出力という考え方をを用いた半理論式が実際の特性とよく一致す

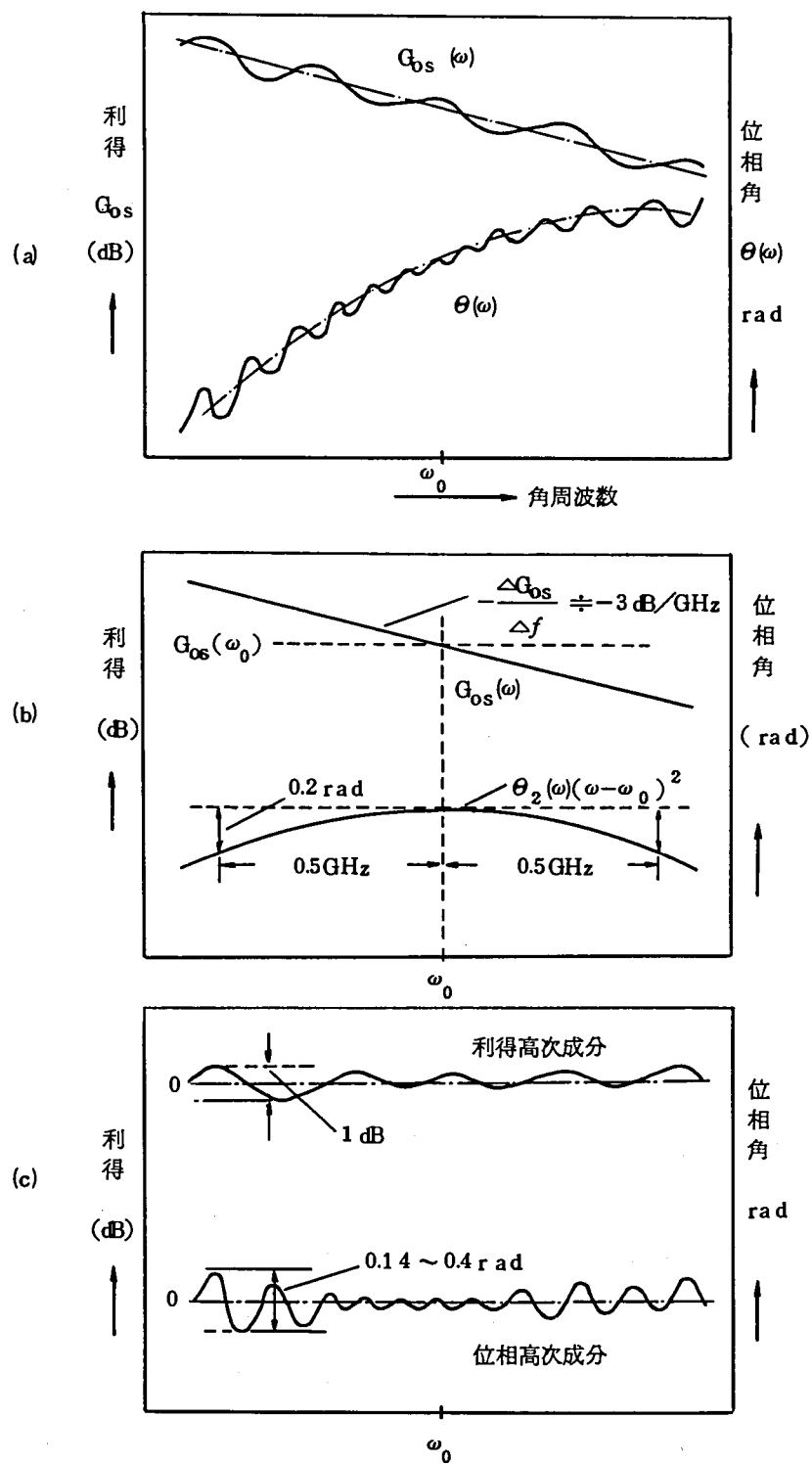


图 6.1 利得位相周波数特性  
(a)=(b)+(c)

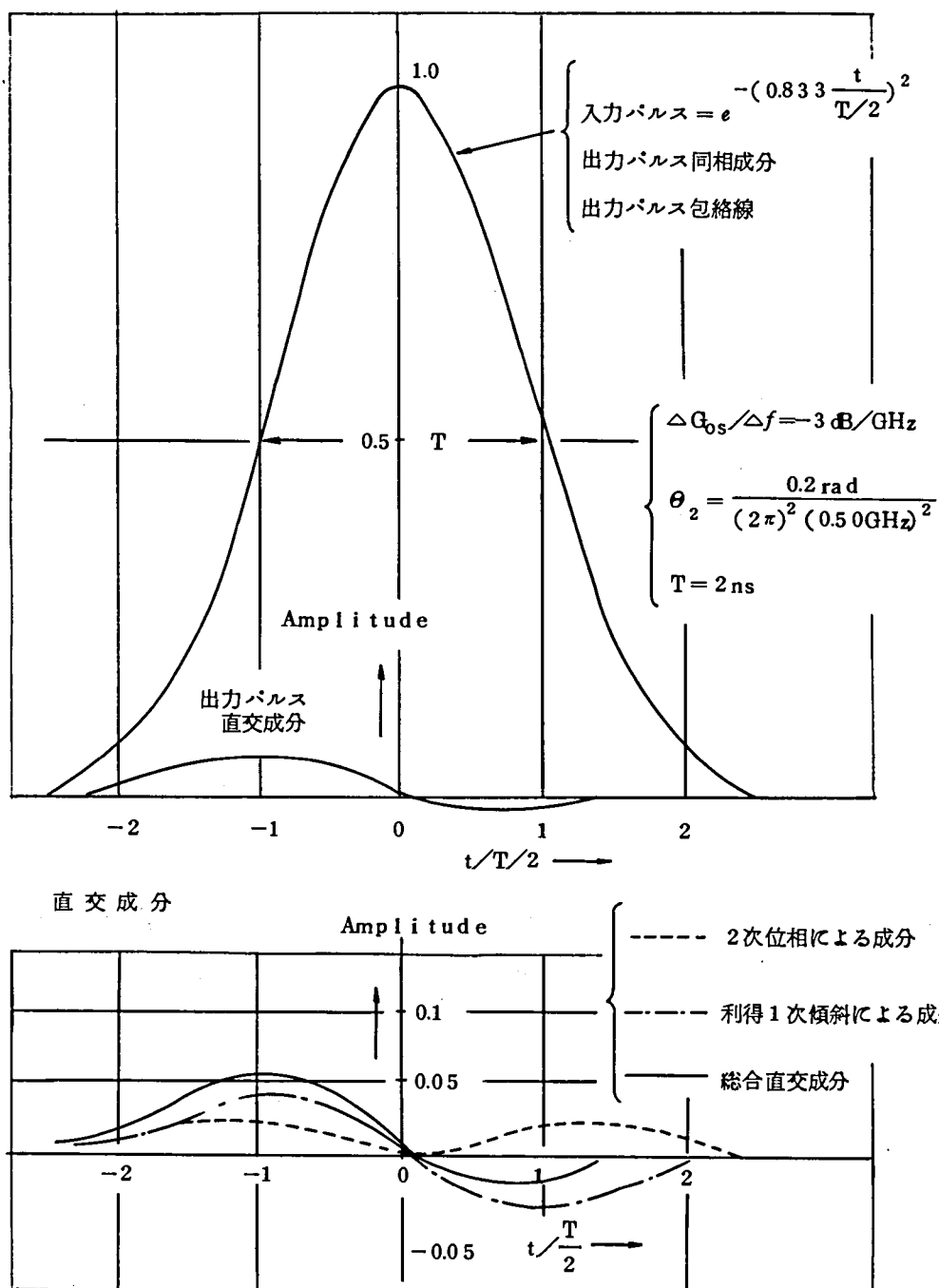


図 6.2 ガウス形AMパルスの小信号領域での増幅出力波形

ることが知られており<sup>(6)</sup>，一般に次のように表わされる\*。

$$\left\{ \begin{array}{l} q_0 = \frac{q_i}{\sqrt{1+q_i^2} (1+\delta_0 q_i)} \quad (\text{飽和特性}) \end{array} \right. \quad (6.1)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \theta - \gamma_s = \gamma_e \cdot \frac{1}{4} \log_e (1+4q_i) \quad (\text{移相特性}) \end{array} \right. \quad (6.2)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} q_i = \frac{q_{0s}^2 \cdot p_i}{p_a} \quad q_0 = \frac{p_0}{p_a} \end{array} \right. \quad (6.3)$$

ただし  $p_i$  (mW) : 入力

$p_0$  (mW) : 出力

$q_{0s}^2$  : 小信号利得

$p_a$  (mW) : 無損失飽和入力

$\delta_0$  : 損失利得比係数

$\gamma_e$  : 大信号超過移相角

$\gamma_s$  : 小信号位相角

$\theta$  : 入出力位相角

$q_i$  : 規格化入力

$q_0$  : 規格化出力

これらの特性を図 6.3, 図 6.4 に示す。しかし実際に AM パルスの増幅特性を検討する場合 (6.1)~(6.3) の表示式では波形歪の物理的意味が把握できないので、文献(3)では、(6.3) の規格化入出力の代りに規格化入出力電圧，すなわち

$$v_0 \equiv \sqrt{q_0} = \sqrt{\frac{p_0}{p_a}} \quad v_i \equiv \sqrt{q_i} = \delta_0^{-1/6} \sqrt{\frac{p_i}{p_{is}}} \quad (6.4)$$

を用いて (6.1), (6.2) を次の様な多項式で近似している。

$$v_0 = v_i - \frac{\delta_0}{2} v_i^3 + \frac{0.9\delta_0^2 - 1}{4} v_i^5 \quad (6.5)$$

$$\theta - \gamma_s = \gamma_e (v_i^2 - v_i^4 + 0.4 v_i^6) \quad (6.6)$$

ただし，この近似は  $\delta_0 < 2$ ,  $v_i < 0.7$  で成り立つ。図 6.5 に  $v_i$  と  $p_i/p_{is}$  の関係を示す。

a) 入出力移相特性

(6.6) から明らかなように， $v_i$  すなわち入力に変化するに従って出力位相が変わり，位相変調

\* この半理論式はマイクロ波帯のらせん形進行波管に対するものであるが，ミリ波帯の二重はしご形進行波管に対しても使用することができる<sup>(3)</sup>。



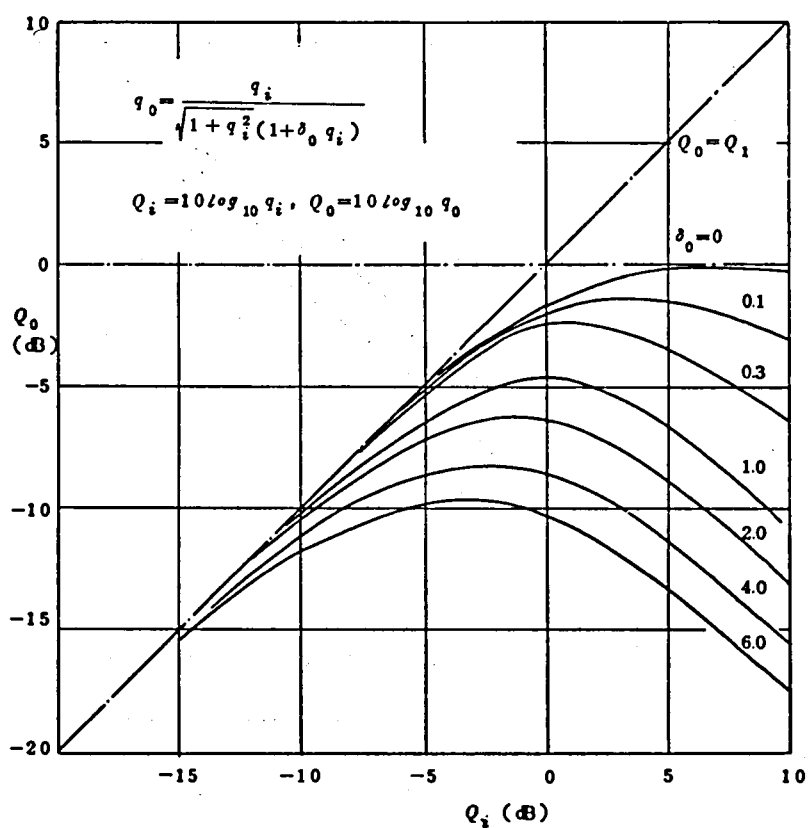


图 6.3 入出力饱和特性 (规格化表示)

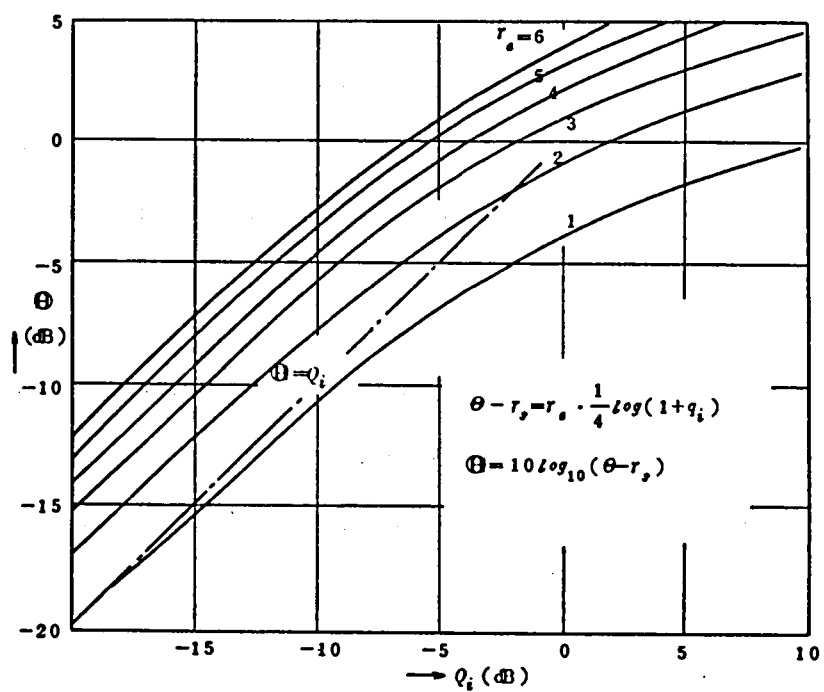


图 6.4 入出力移相特性 (规格化表示)

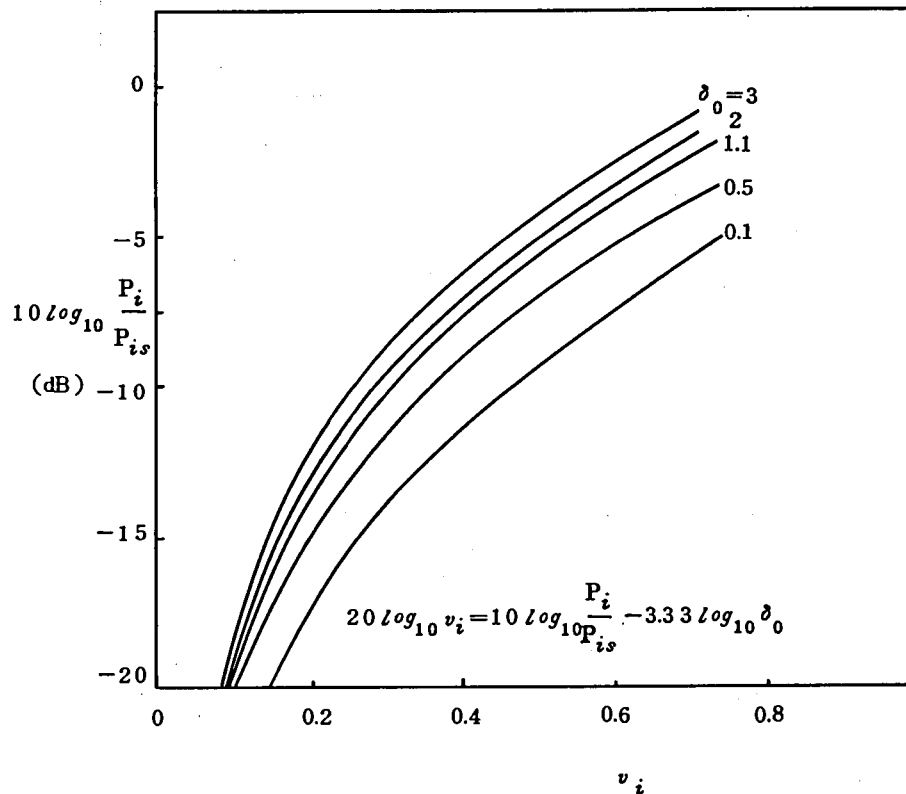


図 6.5  $v_i$  と  $(P_i/P_{is})$  の関係

がかかる (AM-PM変換) ほか, 多周波共通増幅の場合には干渉波が発生する<sup>(3)</sup>。これらの量は (6.5) (6.6) からわかるように  $\gamma_e$ ,  $\delta_0$ ,  $p_i$  の3つによって規定されるが, 例えば  $\delta_0=2.0$ ,  $\gamma_e=1.5$  の進行波管に半値幅 2 ns, ピーク電力が飽和入力 of  $-7$  dB ( $v_i=0.4$ ) のガウス形パルスを加えた場合, ピーク値で約 9 % の直交成分が生ずる。

#### β) 入出力飽和特性

入出力間の振幅の非直線関係によって, 出力パルス波形は線形増幅の場合に比べてピーク電力が抑圧される (Peak Compression)。(6.5) から明らかなように Compression の度合は  $\delta_0$  に依存する。例えば  $\delta_0=2$  のときピーク電力が飽和入力 of  $-7$  dB のガウス形パルスを増幅すると約 1.5 dB の Peak Compression をうける。

図 6.6 に非直線特性による出力パルス波形を示す。

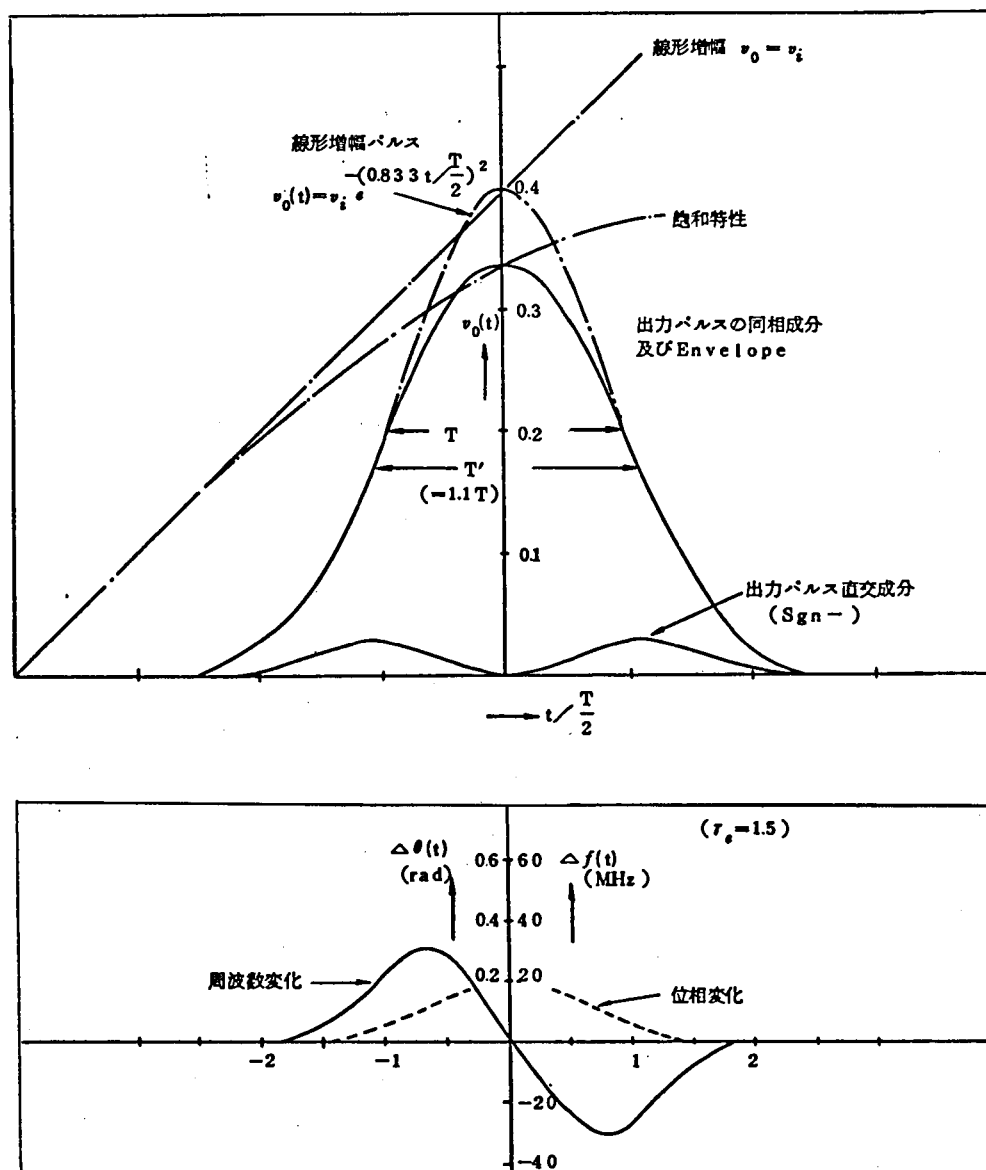


図 6.6 飽和特性による波形歪  
( $\delta_0 = 2$ )

### 6.2.2 進行波管による増幅方式

ミリ波導波管伝送方式において進行波管を使用した場合、考えられる主な増幅方式は次のものである<sup>(3)</sup>。

- (1) 1周波増幅方式
- (2) 2周波共通増幅方式

#### 2-1 同期方式

#### 2-2 非同期方式

- (3) 4周波同期共通増幅方式

これら(1)～(3)の3方式のうち、(1)は進行波管の広帯域性の有効利用及び経済的使用という立場からはあまり有利な方式ではないので、以下では(2)及び(3)の方式について述べる。

#### 〔I〕 2周波共通増幅方式

これはミリ波の2システム分を同時増幅するものである。この方式を用いた場合、方式設計上最も問題となるのは、非直線特性に依る AM-Compression 及び干渉波の発生である。文献(3)では干渉波の影響を避けるため、2つのシステムを同期させて使用する方式(2-1)が提案されており、パルス専有率が50%以下なら等価的に1周波増幅と見なせる事が示されている。しかし中継系全体を考慮した場合パルスの占有率は80%以上にする方が有利とされており<sup>(7)</sup>、また実際にもシステム相互の同期をとることは少ないと思われる。そこで一般的には非同期方式(2-2)が採用され则认为られる。この場合にも勿論、干渉波の発生と Peak Compression が起こるが、それ以外に2つのシステムのマークとスペースが全くランダムに発生する事によって進行波管の入力レベルが変化するため出力パルスの振幅がある範囲で変動し中継系の符号誤り率に影響を与え则认为られる。これについては次節で述べる。

#### 〔II〕 4周波共通増幅方式

これはミリ波4システム分を同時増幅するものである。この方式では出力レベル、干渉波レベルなどの観点から非同期方式を使用する可能性は少ないと认为られるので、この場合は4システムのパルスの占有率を50%以下とし相互に同期をとって等価的に2周波共通増幅として使用する必要がある。この時にも〔I〕と同じように出力パルスのレベル変動が起こり符号誤り率に影響する。これについては次節に述べる。

以上の事から実現可能な方式として、2周波非同期共通増幅方式及び4周波同期共通増幅方式の2つが认为られるが、以下では主に入出力飽和特性に依る出力パルスのピーク振幅変動を考慮した場合の各方式の符号誤り率の変化について述べる。

### 6.3 共通増幅時の利得と出力抑圧

前節までに述べたように進行波管を用いた共通増幅方式としては、次の2つが有利である。

〔Ⅰ〕 2周波非同期共通増幅方式

〔Ⅱ〕 4周波同期共通増幅方式（ただしパルス専有率 $\leq 50\%$ ）

しかし〔Ⅰ〕、〔Ⅱ〕の2方式ともに大きな送信出力を得る目的で進行波管を非直線領域で使用するため出力パルスのピーク値が入力パルスの状態によって変動し符号誤り率に劣化を与えると考えられる。そこで次節で符号誤り率を検討するに先立って、共通増幅時の出力抑圧ならびに利得の減少を求めておくことにする。

#### 6.3.1 出力抑圧特性

進行波管を非直線領域で使用した場合、線形増幅に比べて出力パルスのピークが抑圧される。図6.6からもわかるように、共通増幅時には信号入力レベルがさらに大きくなるため、出力パルスのピークは一層抑圧される。ここでは1周波増幅の出力パルスピークに対する共通増幅時の出力パルスピークの比をdBで表わし、これを Peak Compression と呼ぶことにする。

文献(3)で述べられているような準静的な取り扱いを行なえば Peak Compression は1周波CW増幅とCW共通増幅の出力の差と考えてよい。今共通増幅として2周波を考えると、この時の入出力特性は次のようになる。<sup>(3)(6)</sup>

$$q_0 = q_{0a} J_0^2(\sigma) + q_{0b} J_1^2(\sigma) \quad (6.7)$$

$$\sigma = 2\gamma_e \sqrt{q_{i1} q_{i2}} \cdot \frac{\log e \{1 + 4(q_{i1} + q_{i2})\}}{4(q_{i1} + q_{i2})} \quad (6.8)$$

$$(\sqrt{q_{0a}} \pm \sqrt{q_{0b}})^2 = \frac{\{\sqrt{q_{i1}} \pm \sqrt{q_{i2}}\}^2}{\{1 + (\sqrt{q_{i1}} \pm \sqrt{q_{i2}})^4\}^{1/2} \{1 + \delta_0 (\sqrt{q_{i1}} \pm \sqrt{q_{i2}})^2\}} \quad (6.9)$$

ただし  $q_{i1}$ ,  $q_{i2}$  は2つの入力を規格化して表わしたものであり、 $J_0$ ,  $J_1$  は第1種 Bessel 関数。そこで既に(6.1)~(6.3)に示された1周波増幅特性式と組み合わせて、等規格化入力 ( $q_{i1} = q_{i2}$ ) という条件の下に、種々の  $\delta_0$ ,  $\gamma_e$  に対する Peak Compression を求めると図6.7のようになる。また一般に2つの入力異なる場合の Peak Compression を  $\delta_0 = \gamma_e = 1.0$  の場合について図6.8に示した。

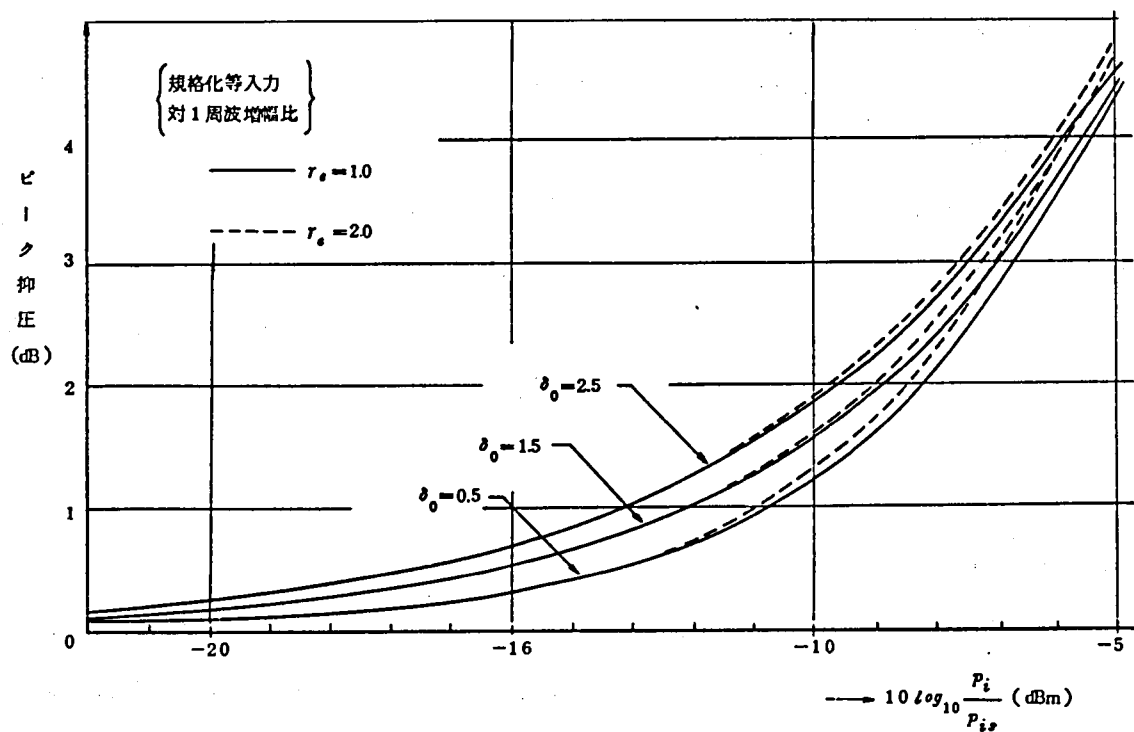


図 6.7 共通増幅によるピーク抑圧

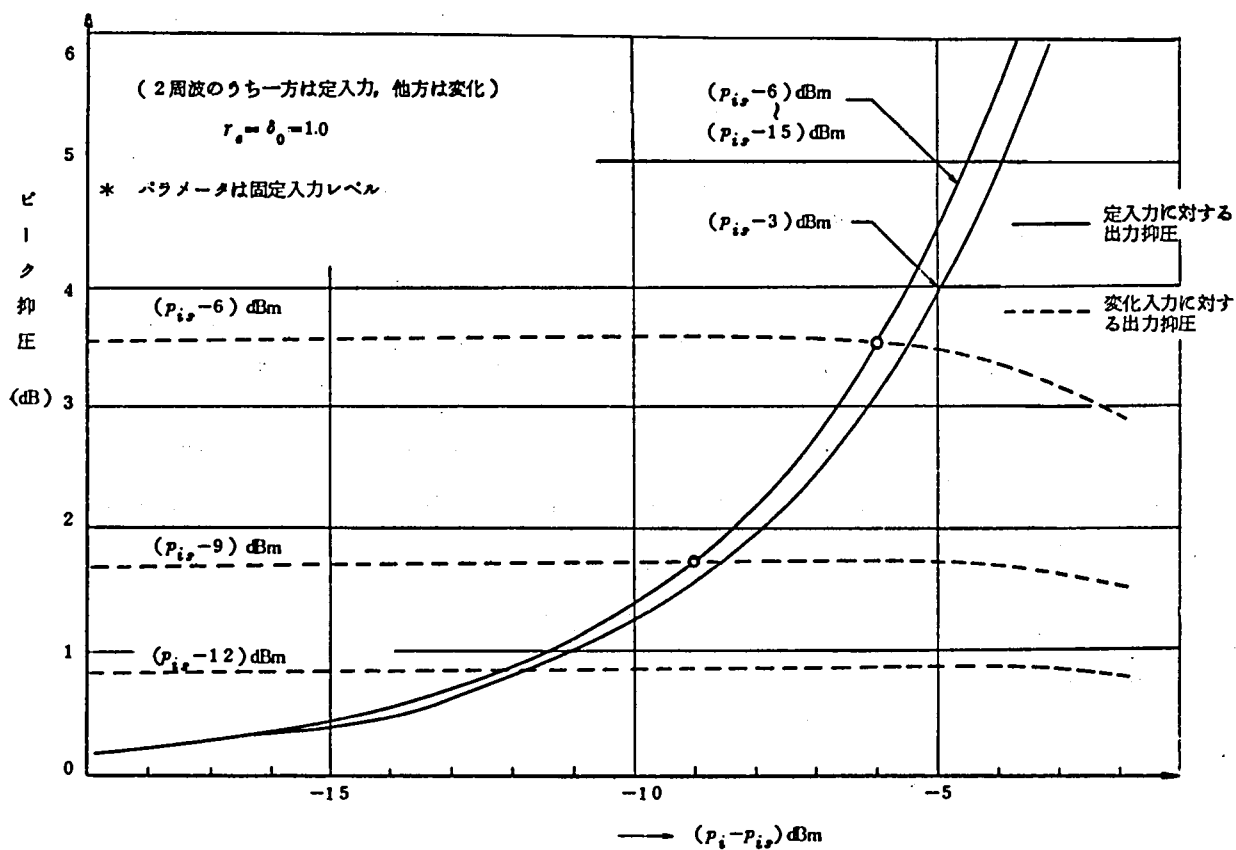


図 6.8 共通増幅によるピーク抑圧

### 6.3.2 利得の減少

共通増幅方式においては駆動信号入力が1周波増幅時よりもさらに非直線領域に近いレベルにあるため、利得も1周波増幅にくらべて小さくなる。6.3.1と同じく(6.1)~(6.3), (6.7)~(6.9)を用いると利得の減少と入力レベルとの関係を求めることができる。図6.9には等規格化入力の下で、種々の $\delta_e, \gamma_e$ に対して利得がどのように減少するかを示し、さらに図6.10には一般的な場合として2つの入力レベルが異なる時の利得の減少曲線を $\delta_0 = \gamma_e = 1.0$ の場合について示した。これらのグラフから、当然の事ながら1周波増幅の場合には $\delta_0$ のみの影響を受けることがわかる。また2周波増幅の場合には入力レベルの大きいところでは $\gamma_e$ の影響が大きい。これらの結果は文献(3)の諸結果ともよく一致する。

## 6.4 共通増幅方式の符号誤り率と最適識別レベル<sup>(8)</sup>

### 6.4.1 同期方式の符号誤り率特性

ここでは4周波同期共通増幅方式の符号誤り率について計算してみる。この方式を用いる場合には進行波管による干渉パルスの発生を少なくする必要上パルスの専有率を50%以下にする必要があり、実質的には(時分割的な)2周波共通増幅となる。この場合出力パルスの振幅は通常のBinaryパルス伝送と同じく0, 1の値をとるほか、2つのシステムのパルスが同じタイムスロットで増幅される場合には、6.3.1で述べたようなPeak Compressionをうけて、その出力振幅は $k$  ( $0 < k < 1$ ) となり、結局0,  $k$ , 1の3値をとることになる。

ここではBennett<sup>(9)</sup> Marcatili<sup>(10)</sup>らの方法に従って、次の仮定の下に符号誤り率を計算してみる。

- 1) 識別は瞬間サンプリング、理想識別とし、包絡線検波である。
- 2) 雑音はガウス分布とし、Time Crosstalk や Frequency Crosstalk は考えない。
- 3) 2システムのマーク及びスペースの生起確率はそれぞれ1/2とする。

Bennett に依ればこのような仮定の下での符号誤り率は次式で与えられる。

$$P_{(S/M)} = \frac{1}{2} e^{-\frac{\rho_0^2}{2\sigma^2}} \quad (6.10)$$

$$P_{(M/S)} = \frac{1}{2} \int_0^{\rho_0} \frac{I_0(A\rho/\sigma^2)}{\sigma^2} \rho e^{-\frac{(\rho^2+A^2)}{2\sigma^2}} d\rho \quad (6.11)$$

ただし  $P(S/M)$  : Space を Mark と誤る確率

$P(M/S)$  : Mark を Space と誤る確率

$\rho_0$  : スライスレベル

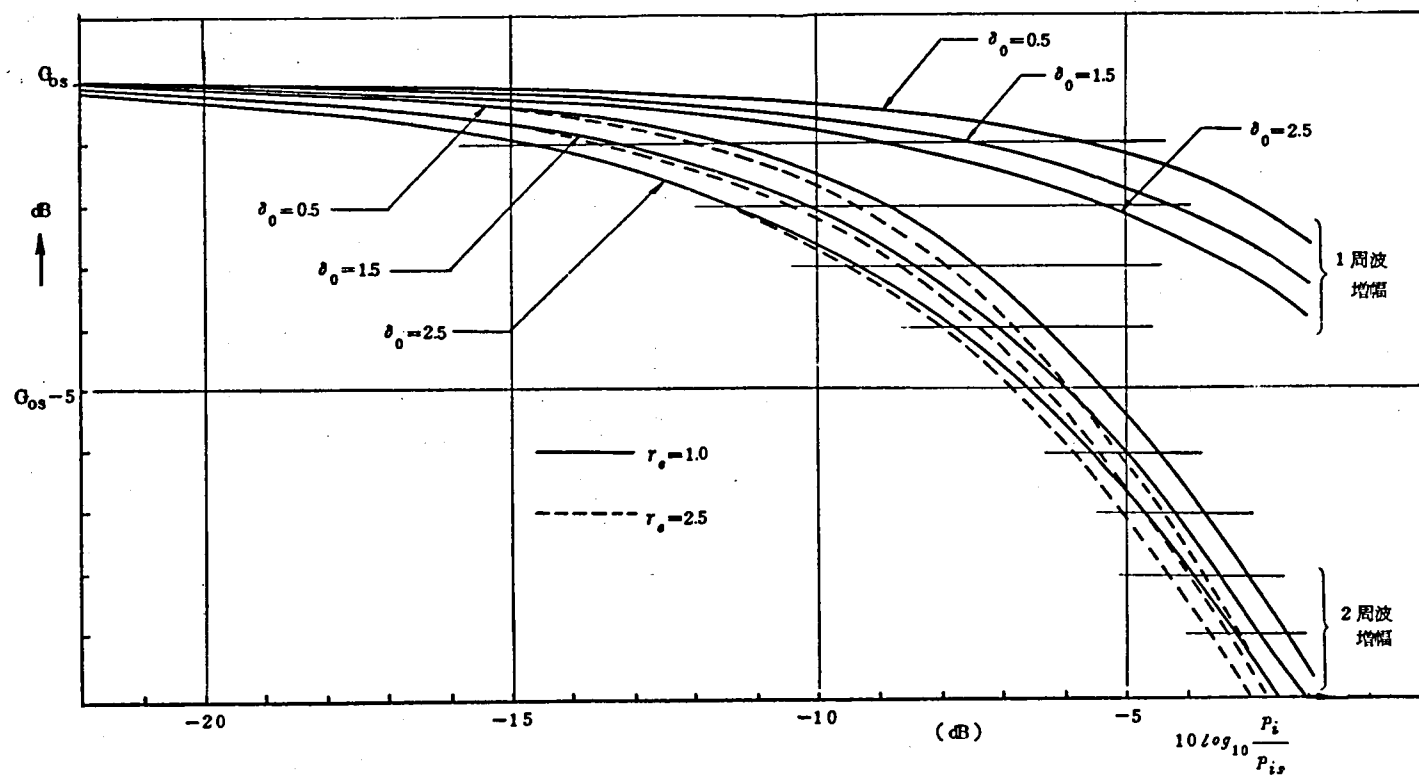


図 6.9 進行波管の非直線特性による利得の減少  
(2 周波の場合は規格化等入力)



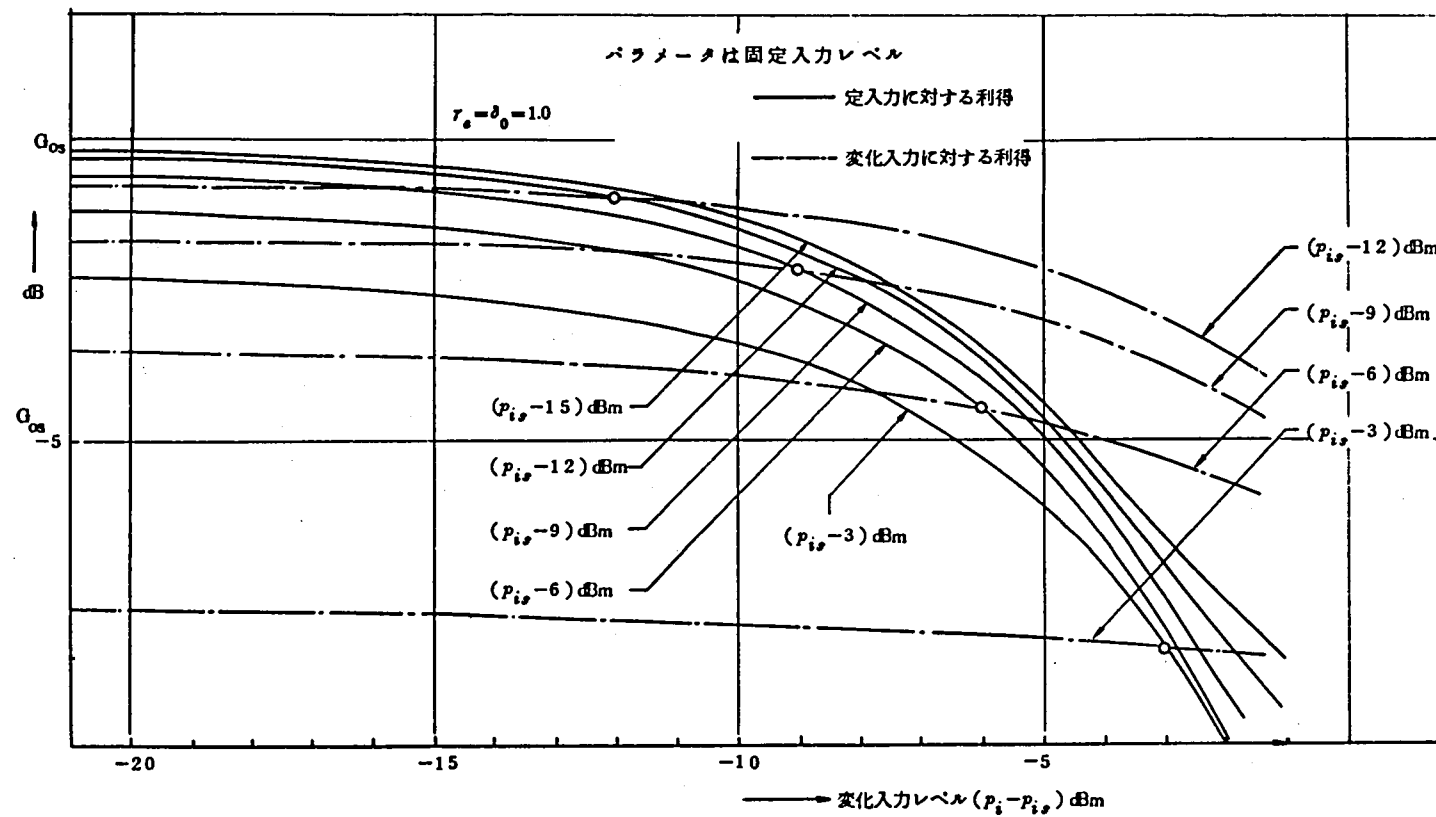


図 6.10 進行波管の非直線性による利得の減少曲線  
(ただし 2 周波のうち 1 方は固定入力, 他方を変化)

$A$  : パルス信号振幅

$\sigma^2$  : ガウス雑音の平均電力

$I_0(\ )$  : 零次変形 Bessel 関数

従って、総合の符号誤り率  $P_e$  は

$$P_e = P_{(SIM)} + P_{(MIS)} \quad (6.12)$$

で与えられる。

また (6.11) は  $n$  次変形 Bessel 関数の級数表示としても与えられる。(付録 A-2)

$$P_{(MIS)} = \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{\infty} \left( \frac{\rho_0}{A} \right)^n \ln \left( \frac{A\rho_0}{\sigma^2} \right) e^{-\frac{A^2 + \rho_0^2}{2\sigma^2}} \quad (6.13)$$

以上から総合の符号誤り率  $P_e$  を求めるには、 $P_{(SIM)}$ 、及び  $P_{(MIS)}$  を求めればよいわけであるが、 $P_{(MIS)}$  は計算が煩雑である。しかし文献 (11) には  $P_{(MIS)}$  を求める近似計算式が示されており次式で表わされる。

$$P_{(MIS)} \cong \frac{\sigma}{A - \rho_0} \sqrt{\frac{\rho_0}{2\pi A}} e^{-\frac{(A - \rho_0)^2}{2\sigma^2}} \quad (6.14)$$

従って同期方式の通信パルスの振幅は 0,  $k$ , 1 の 3 値をとりそれぞれの生起確率は仮定 3) より 1/2, 1/4, 1/4 と考えられるので、総合の誤り率は (6.15) により近似的に与えられる。

$$P_e \cong \frac{1}{2} \left[ \frac{\sigma}{2} \sqrt{\frac{\rho_0}{2\pi}} \left\{ \frac{e^{-\frac{(1 - \rho_0)^2}{2\sigma^2}}}{1 - \rho_0} + \frac{e^{-\frac{(k - \rho_0)^2}{2\sigma^2}}}{(k - \rho_0)\sqrt{k}} \right\} + e^{-\frac{\rho_0^2}{2\sigma^2}} \right] \quad (6.15)$$

またこの方式の最適識別レベルは次式から求められる。(付録 A-3)

$$I_0\left(\frac{\rho_0}{\sigma^2}\right) \exp\left(-\frac{1}{2\sigma^2}\right) + I_0\left(\frac{k\rho_0}{\sigma^2}\right) \exp\left(-\frac{k^2}{2\sigma^2}\right) - 2 = 0 \quad (6.16)$$

しかし Mark 及び Space の生起確率が 1/2 のときは  $P_{(MIS)}$  と  $P_{(SIM)}$  を  $\rho_0$  に対してプロットし、 $P_{(MIS)} = P_{(SIM)}$  となる  $\rho_0$  をグラフから求めることによっても最適識別レベルを求めることができる<sup>(12)</sup>。図 6.11 から図 6.14 にそれぞれの Peak Compression に対する符号誤り率及び最適識別レベルの計算結果を示した。

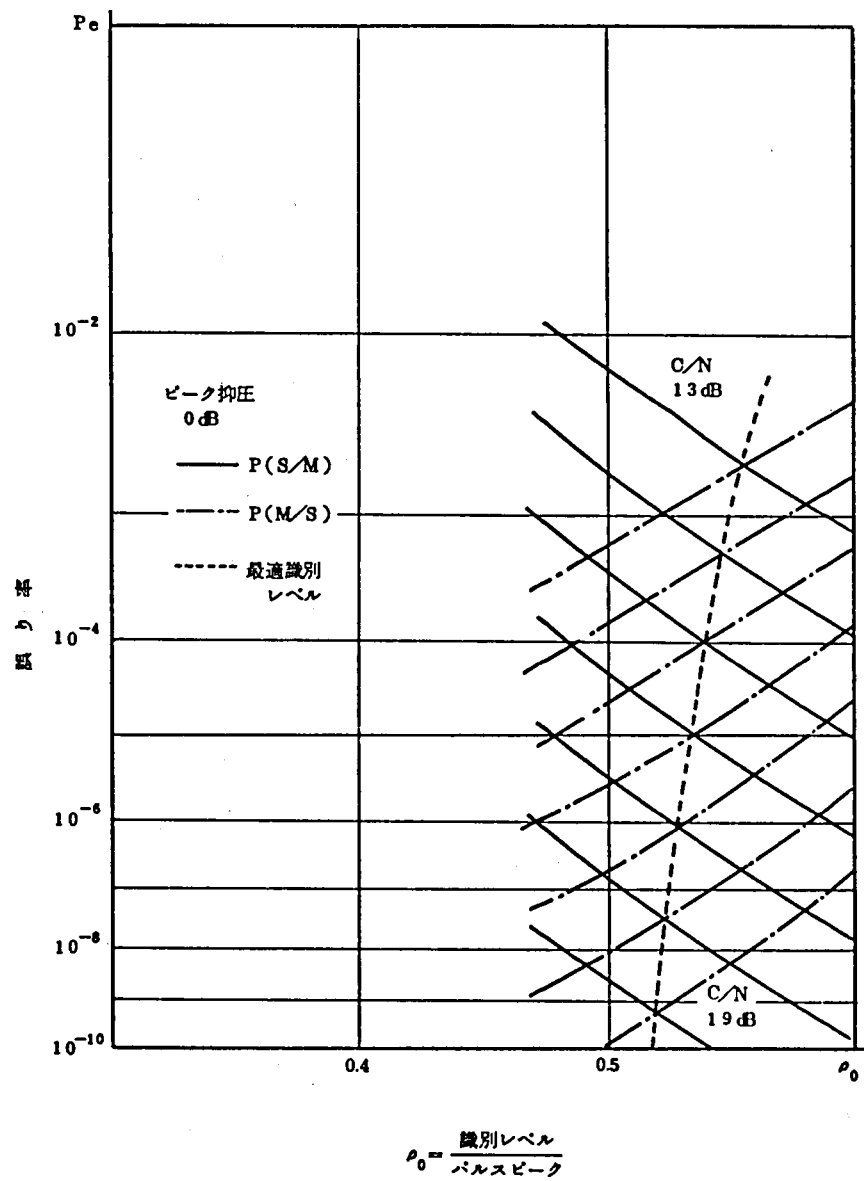


図 6.11 同期共通増幅方式 (抑圧 0 dB) の符号誤り率と最適識別レベル

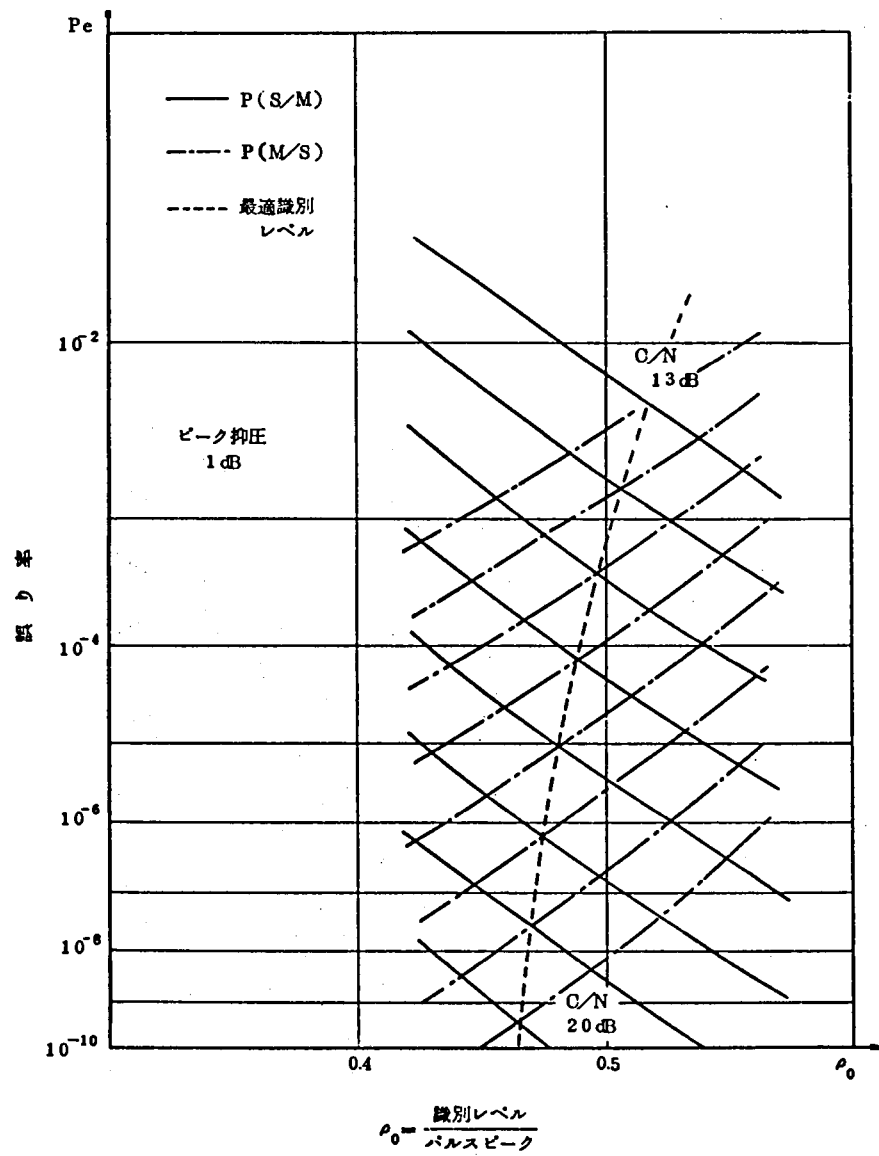


図 6.12 同期共通増幅方式 (抑圧 1 dB) の符号誤り率と最適識別レベル

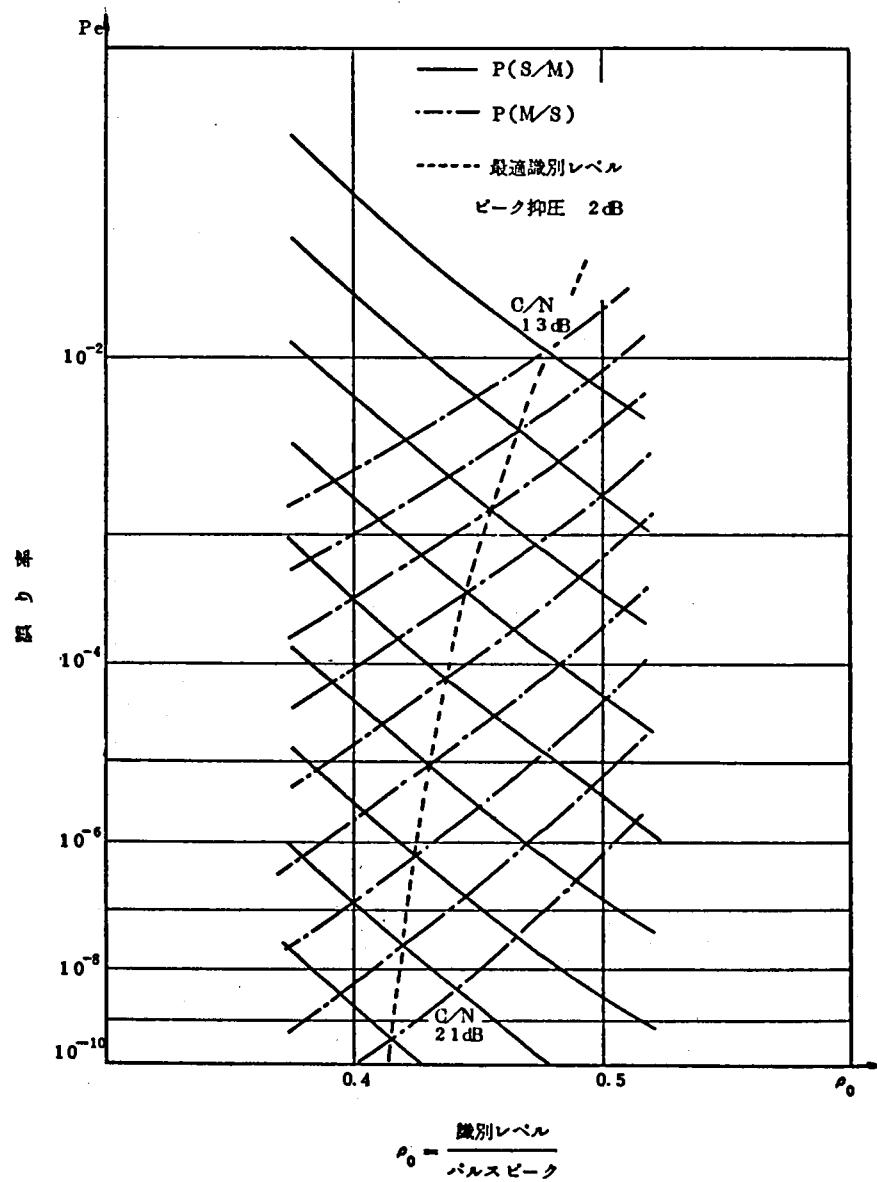


図 6.13 同期共通増幅方式 (抑圧 2 dB) の符号誤り率と最適識別レベル

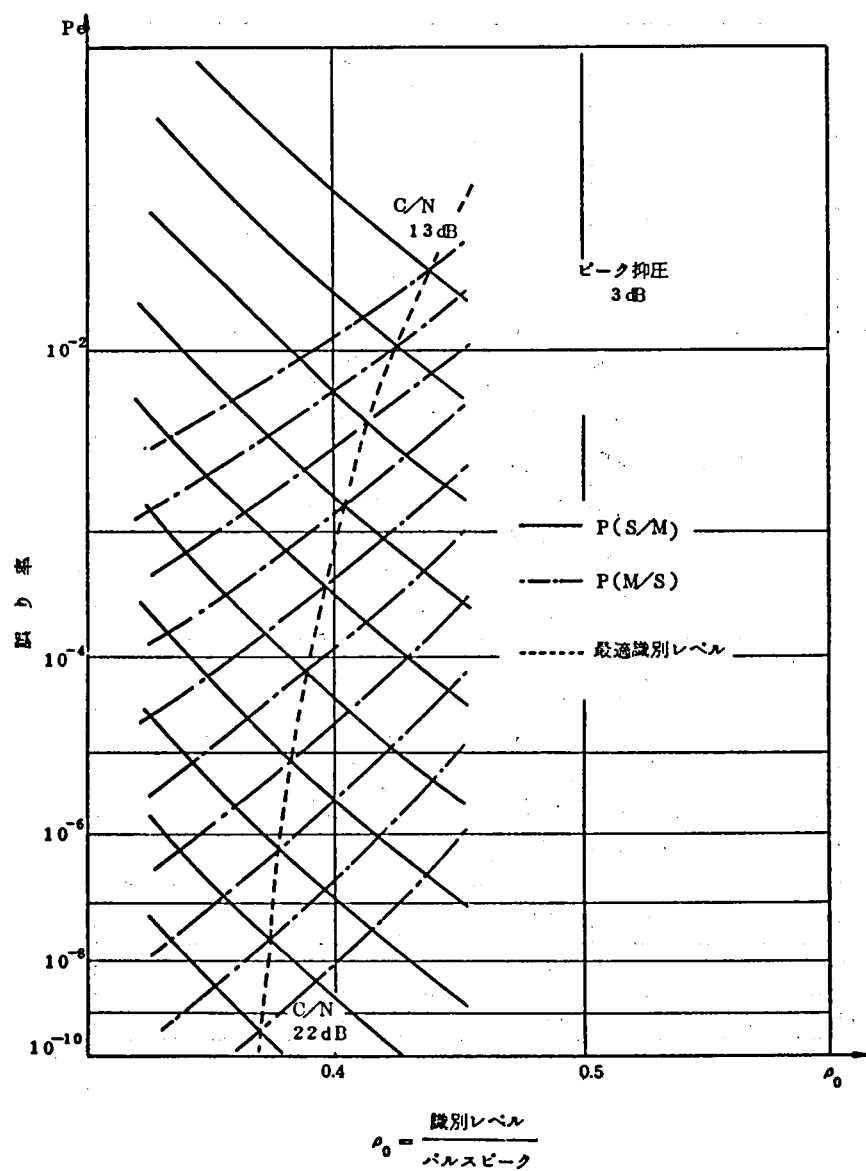


図 6.14 同期共通増幅方式（抑圧 3 dB）の符号誤り率と最適識別レベル

### 6.4.2 非同期方式の符号誤り率特性

ここでは2周波非同期共通増幅方式の符号誤り率を6.4.1と同じ仮定の下に求めてみる。この場合、非同期方式であるため受信パルスのピークは1 (No Compression) から  $k$  (Maximum Compression) まで連続した値をとると考えられ、符号誤り率を計算する場合には、ピークの分布を求める必要があるが、ここでは Peak Compression を離散的に取り扱うこととし、受信パルス振幅が3値をとる場合の総合の符号誤り率を示す式(6.15)を多値をとる場合の式に書き換えることにより符号誤り率を求めた。すなわち  $n+2$  を分割レベル数として、

$$P_2 = \frac{1}{2} \left[ \frac{\sigma}{2} \sqrt{\frac{\rho_0}{2\pi}} \left\{ \frac{e^{-\frac{(1-\rho_0)^2}{2\sigma^2}}}{1-\rho_0} + \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \frac{e^{-\frac{(k_i-\rho_0)^2}{2\sigma^2}}}{(k_i-\rho_0)\sqrt{k_i}} + e^{-\frac{\rho_0^2}{2\sigma^2}} \right\} \right] \quad (6.17)$$

この場合の最適識別レベルも前節と同じく  $P_{(M/S)}$  と  $P_{(S/M)}$  の交点を求めることによって図から得られる。図6.15～図6.18に  $\gamma_e = \delta_0 = 1$  の場合について  $n = 50$  として符号誤り率  $P_e$  及び最適識別レベルの計算結果を示す。

## 6.5 考 察

### 6.5.1 共通増幅時の符号誤り率特性

進行波管を共通増幅用として中継系に組み込んだ場合、中継系の符号誤り率は、1周波増幅時に比べて劣化する。しかし  $C/N$  あるいは識別レベルを適当に調整することによって中継系の符号誤り率を改善することができると考えられる。進行波管の入力レベルと出力抑圧 (Peak Compression) の関係および出力抑圧と符号誤り率特性の関係等については前節までに明らかになっているので、ここでは抑圧と  $C/N$  あるいは識別レベルの変化について数値的に簡単な検討を行なっておく。共通増幅によって劣化した中継系の符号誤り率特性を改善するには  $C/N$  を大きくすればよいわけであるが、 $C/N$  を大きくするには当然2つの方法が考えられる。すなわち

- (1)  $C$  を一定とし  $N$  を減少させる。

例えば、雑音指数 ( $NF$ ) のより小さい受信増幅器を用いる。

- (2)  $N$  を一定とし  $C$  を増大させる。

例えば導波管伝送路を短縮するだけでよい。

の2つの方法がある。ただしここで  $C$  (Carrier) と考えているのは共通増幅による出力抑圧を全く受けていないパルスのピークである。

まず最初に(1)の方法について考えてみる。この方法をとった場合には図6.11から図6.18にわたって示した各グラフからわかるように  $C/N$  比を大きくすると共に識別レベルもある程度変える事に依って元の符号誤り率特性を再現することができる。いまパルスのピークに対する最適識

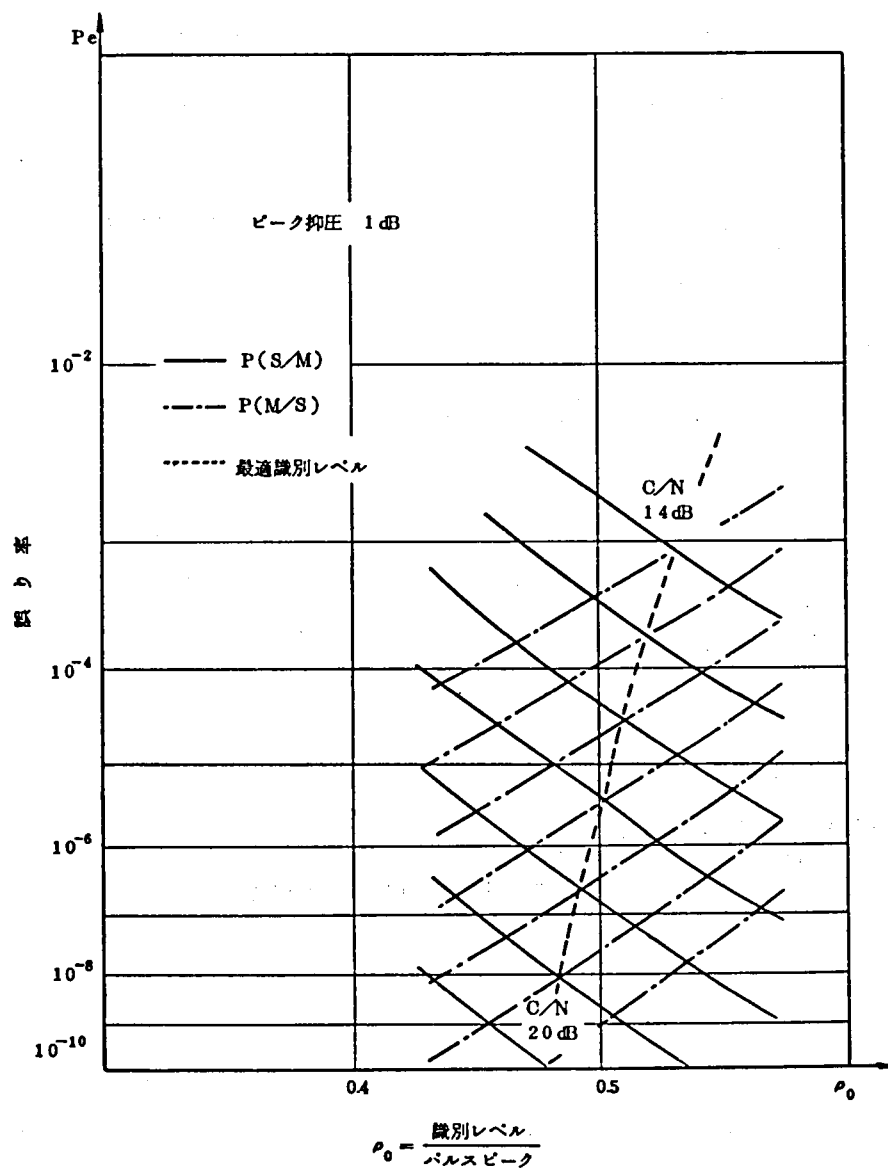


図 6.15 非同期共通増幅方式 (抑圧 1 dB) の符号誤り率と最適識別レベル



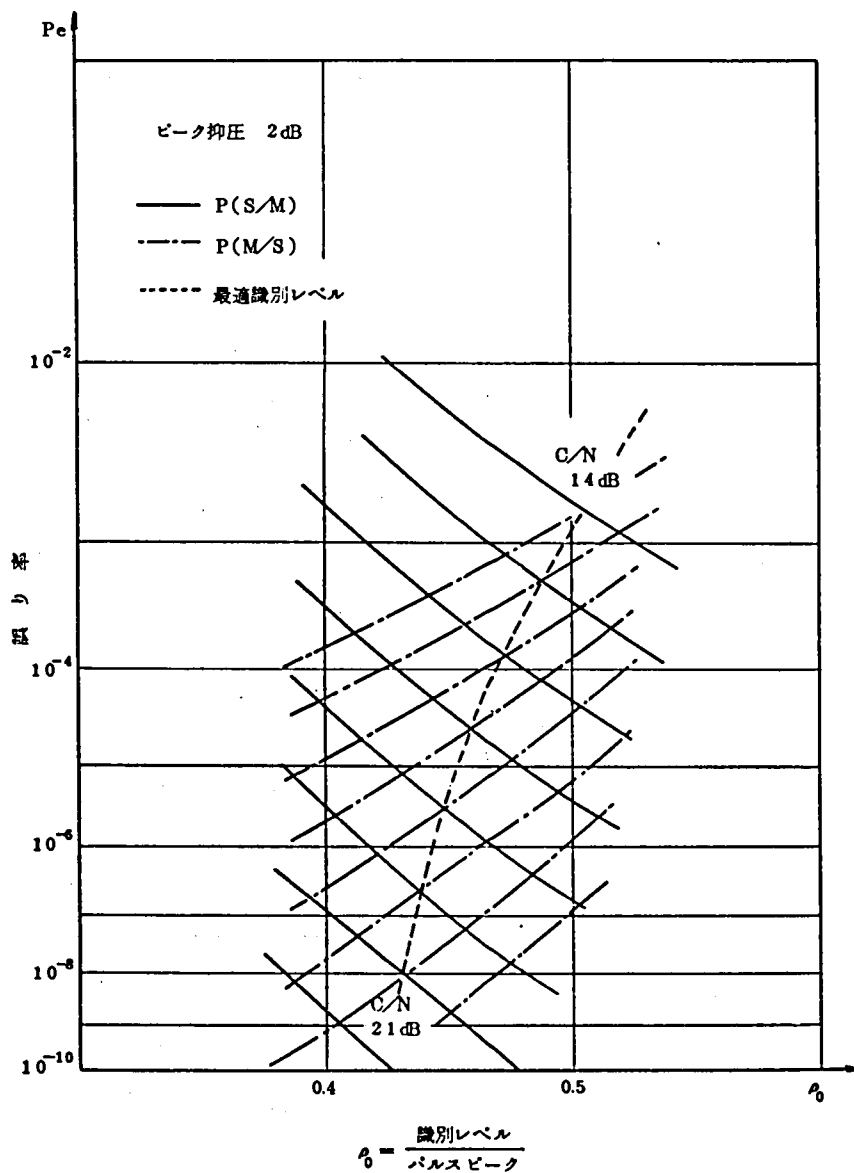


図 6.16 非同期共通増幅方式 (抑圧 2 dB) の符号誤り率と最適識別レベル

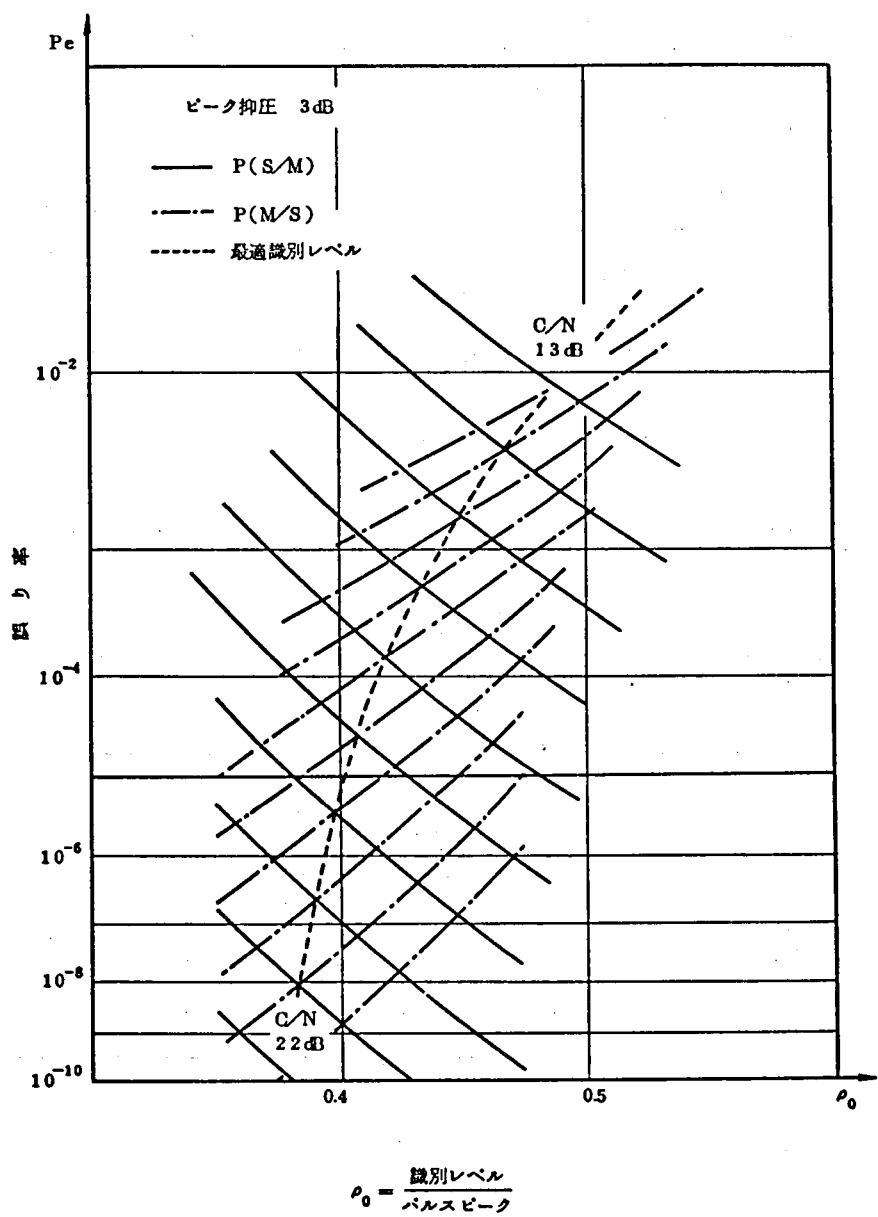


図 6.17 非同期共通増幅方式 (抑圧 3 dB) の符号誤り率と最適識別レベル

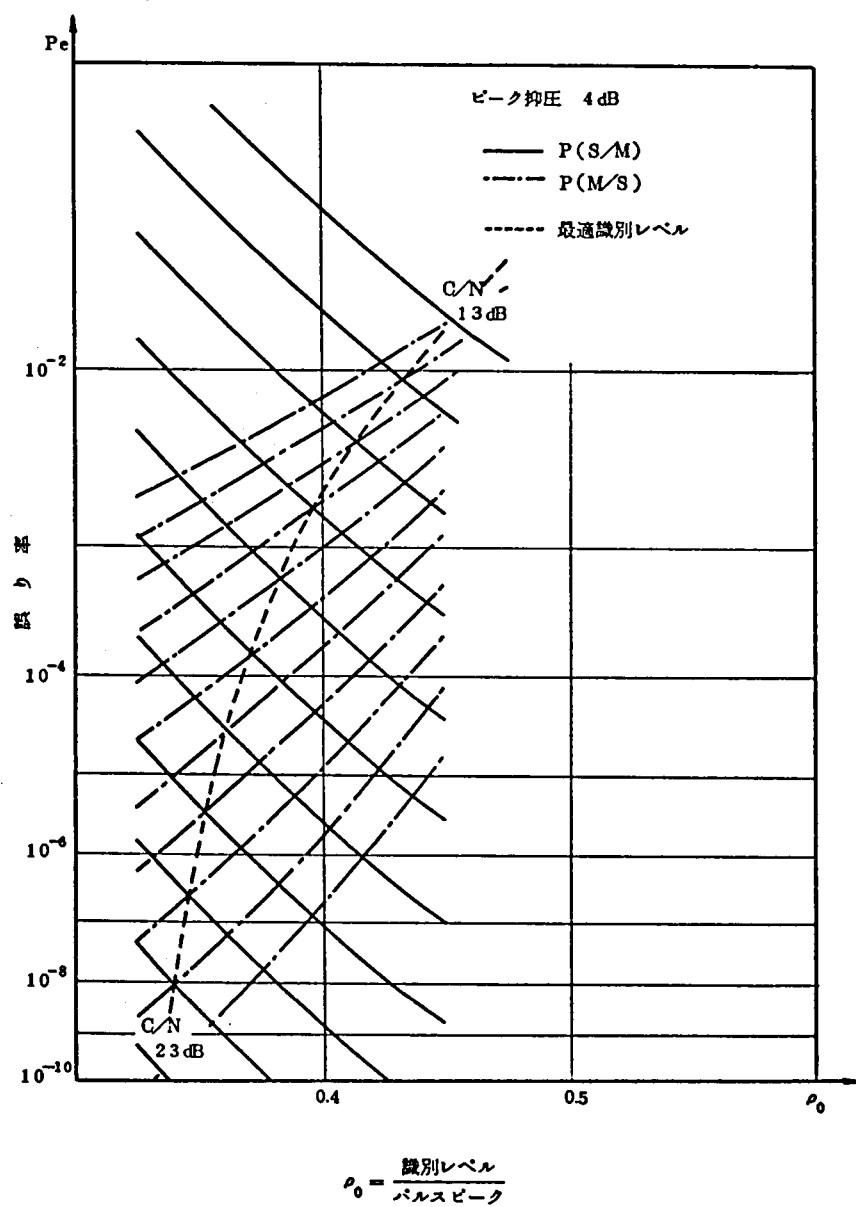


図 6.18 非同期共通増幅方式 (抑圧 4 dB) の符号誤り率と最適識別レベル

別レベルの比を  $\rho_0$  と表わし種々の抑圧に対して元の符号誤り率を再現するに必要な  $C/N$  と  $\rho_0$  を2つの増幅方式についてグラフから求めると表6.1 および表6.2 の様になる。この表からわかる様に Noise を減少させて  $C/N$  比を改善し当初の符号誤り率特性を得ようとする場合には  $C/N$  を大きくすると共に識別レベルを下げる必要がある。さらにこのような識別レベルの低下は抑圧が増大するにつれて大きくなることも表からわかる。また同期共通増幅方式と非同期共通増幅方式を比較した場合、抑圧が小さいところでは  $C/N$  比の点から言って非同期方式が有利であり、かつ識別レベルの下降の割合も小さいが、抑圧が大きくなるにつれて2つの方式間の差は縮ってくる。これについては(2)の方法について検討した時に述べる。

次に(2)の方法について—すなわち  $C$  を増大し、 $N$  を一定に保つ事によって  $C/N$  比を改善する場合について考えてみる。この時、元の符号誤り率特性を再現するために必要とされる  $C/N$  比は当然のことながら表6.1、表6.2の値と同じである。従ってこの場合の問題点は識別レベルをどの程度変化させればよいかという点にある。しかしこの場合は  $C/N$  比を改善するために  $C$  を変化させているので(1)のように識別レベルをパルスピークと識別レベルの比でもって表わすと基準が異なって都合が悪い。そこでここでは抑圧がない (0 dB) ときのパルスピークを基準にとり、これと識別レベルとの比を  $\rho_0'$  と定義し、種々の抑圧に対して元の符号誤り率特性を与える  $C/N$  と  $\rho_0'$  をグラフから求めて表6.3、表6.4に示した。表から判るように最適識別レベルの変化はほとんどないと考えられる。すなわち(2)の方法をとった場合、元の符号誤り率特性を再現するためには  $C/N$  比を変えるだけでよく、識別レベルはほとんど動かさなくてもよいと言う事ができる。この現象は次のように説明できる。

総合の符号誤り率  $P_e$  は (6.12) で示されるようにマークをスペースと誤る確率  $P_{(M/S)}$  とスペースをマークと誤る確率  $P_{(S/M)}$  の和として与えられるが、 $P_{(M/S)}$  のみについて考えてみるとこれは次式で表わされる。

$$P_{(M/S)} = P_{(1/0)} + P_{(k/0)} \quad (6.18)$$

ただし  $P_{(1/0)}$  ; 抑圧を受けないパルスをスペースと誤る確率

$P_{(k/0)}$  ; 抑圧を受けたパルスをスペースと誤る確率

抑圧を受けたパルスは抑圧を受けないパルスに比較して  $C/N$  が  $-20 \log_{10} k$  だけ劣化していると考えられるが、図6.11から判るように誤り率が  $10^{-5}$  以下の範囲では  $C/N$  で 1 dB の差は誤り率で1桁以上、2 dB の差では2桁以上の差となり、結局  $P_{(M/S)}$  に対しては  $P_{(k/0)}$  が大きく影響するので (6.17) は近似的に

表 6.1 同期共通増幅方式における  
C/N および最適識別レベル

抑 圧 (dB)	誤り率=10 <sup>-5</sup>		誤り率=10 <sup>-7</sup>		誤り率=10 <sup>-9</sup>	
	C/N	$\rho_o$	C/N	$\rho_o$	C/N	$\rho_o$
0	16.0	0.534	17.7	0.525	18.8	0.520
1	16.9	0.483	18.6	0.473	19.7	0.466
2	17.9	0.431	19.6	0.421	20.8	0.416
3	18.9	0.384	20.6	0.376	21.8	0.372
4	19.9	0.342	21.6	0.334	22.8	0.328
5	20.9	0.304	22.6	0.297	23.8	0.293
6	21.9	0.271	23.6	0.265	24.8	0.262

表 6.2 非同期共通増幅方式における  
C/N および最適識別レベル

抑 圧 (dB)	誤り率=10 <sup>-5</sup>		誤り率=10 <sup>-7</sup>		誤り率=10 <sup>-9</sup>	
	C/N	$\rho_o$	C/N	$\rho_o$	C/N	$\rho_o$
0	16.0	0.534	17.7	0.525	18.8	0.520
1	16.5	0.506	18.2	0.490	19.5	0.481
2	17.4	0.455	19.2	0.437	20.5	0.427
3	18.5	0.402	20.3	0.388	21.6	0.380
4	19.5	0.356	21.3	0.344	22.6	0.337

ただし  $\rho_o = \frac{\text{識別レベル}}{\text{パルスピークレベル}}$

表 6.3 同期共通増幅方式における  
C/N および最適識別レベル

抑 圧 (dB)	誤り率=10 <sup>-5</sup>		誤り率=10 <sup>-7</sup>		誤り率=10 <sup>-9</sup>	
	C/N	$\rho'_0$	C/N	$\rho'_0$	C/N	$\rho'_0$
0	16.0	0.534	17.7	0.525	18.8	0.520
1	16.9	0.536	18.6	0.525	19.7	0.518
2	17.9	0.538	19.6	0.525	20.8	0.524
3	18.9	0.536	20.6	0.522	21.8	0.523
4	19.9	0.536	21.6	0.525	22.8	0.525
5	20.9	0.534	22.6	0.522	23.8	0.523
6	21.9	0.538	23.6	0.525	24.8	0.524

ただし  $\rho'_0 = \frac{\text{識別レベル}}{\text{抑圧のない時のパルスピークレベル}}$

表 6.4 非同期共通増幅方式における  
C/N および最適識別レベル

抑 圧 (dB)	誤り率=10 <sup>-5</sup>		誤り率=10 <sup>-7</sup>		誤り率=10 <sup>-9</sup>	
	C/N	$\rho'_0$	C/N	$\rho'_0$	C/N	$\rho'_0$
0	16.0	0.534	17.7	0.525	18.8	0.520
1	16.5	0.537	18.2	0.519	19.5	0.521
2	17.4	0.536	19.2	0.520	20.6	0.520
3	18.5	0.537	20.3	0.523	21.6	0.524
4	19.5	0.534	21.3	0.521	22.6	0.522

ただし  $\rho'_0 = \frac{\text{識別レベル}}{\text{抑圧がない時のパルスピークレベル}}$

$$P_{(M/S)} \doteq P_{(k/I)} \quad (6.19)$$

となる。従って総合の符号誤り率は近似的に

$$P_e = P_{(M/S)} + P_{(S/M)} \doteq P_{(k/I)} + P_{(S/M)} \quad (6.20)$$

と表現できる。従って抑圧による  $C/N$  劣化分  $20 \log_{10} k$  だけ  $C/N$  を大きくしてやる事により、元の符号誤り率特性を得る事ができる。以上の説明は同期共通増幅方式に対するものであるが、非同期共通増幅方式に対しては最大抑圧 (Maximum Compression  $k$ ) の代りに平均的な抑圧を考えてやれば同じように説明できる。

### 6.5.2 実効利得および最大許容入力

進行波管を共通増幅に使用した場合、共通増幅を行なう事により出力が抑圧されるので1周波増幅にくらべて利得が減少するのが普通である。(図 6.9, 図 6.10 参照) 連続波の増幅においてはこの利得の減少をそのまま進行波管の利得の減少と考えてよいがパルスのようなデジタル信号の増幅の場合にはこのように直ちに結びつけて考えるのは妥当ではない。すなわちパルス伝送系の良否は符号誤り率特性で判断されるべきものであるから、1周波増幅時にある符号誤り率を与える  $C/N$  と共通増幅時に同じ符号誤り率を与える  $C/N$  との差をもって利得の減少と定義するのが妥当であろう。ここではこのような定義による利得を実効利得と呼ぶことにする。そこで  $\delta_o = \gamma_e = 1.0$  の特性を持った進行波管を使って共通増幅を行なった時、各増幅方式の実効利得はどのようになるかについて符号誤り率  $10^{-7}$  の場合について図 6.19 に示してみた。

これから判るように共通増幅を行なった時には、当然の事ながらどちらの方式をとっても1周波増幅方式より実効利得が低下するが、共通増幅方式を比較した場合には、非同期パルス共通増幅方式の方がやや有利 ( $10^{-7}$  の符号誤り率の時実利得で 0.5 dB 有利) であると言える。

### 6.5.3 実験的検討

ここではミリ波総合中継実験における符号誤り率特性の測定結果とこれまでに述べた理論的検討結果との比較を行なっておく<sup>(7)</sup>。まず図 6.20 に実験結果を実効利得で表示したものを理論的に導かれた実効利得曲線と共に示す。実験では進行波管を2周波非同期共通増幅器として使用し、また共通増幅による符号誤り率特性の劣化を補償するために6.5.1の(2)の方法を用いている。

この実験において符号誤り率を補償改善するために必要な識別レベルの変化はディシジョンバイアス指示で 0.0001 V ないし 0.0002 V であった。一方、識別レベルに関する測定に依るとディシジョンバイアス指示で 0.00012 V の変化が識別レベルの 1% 変化に対応する。従って実験では

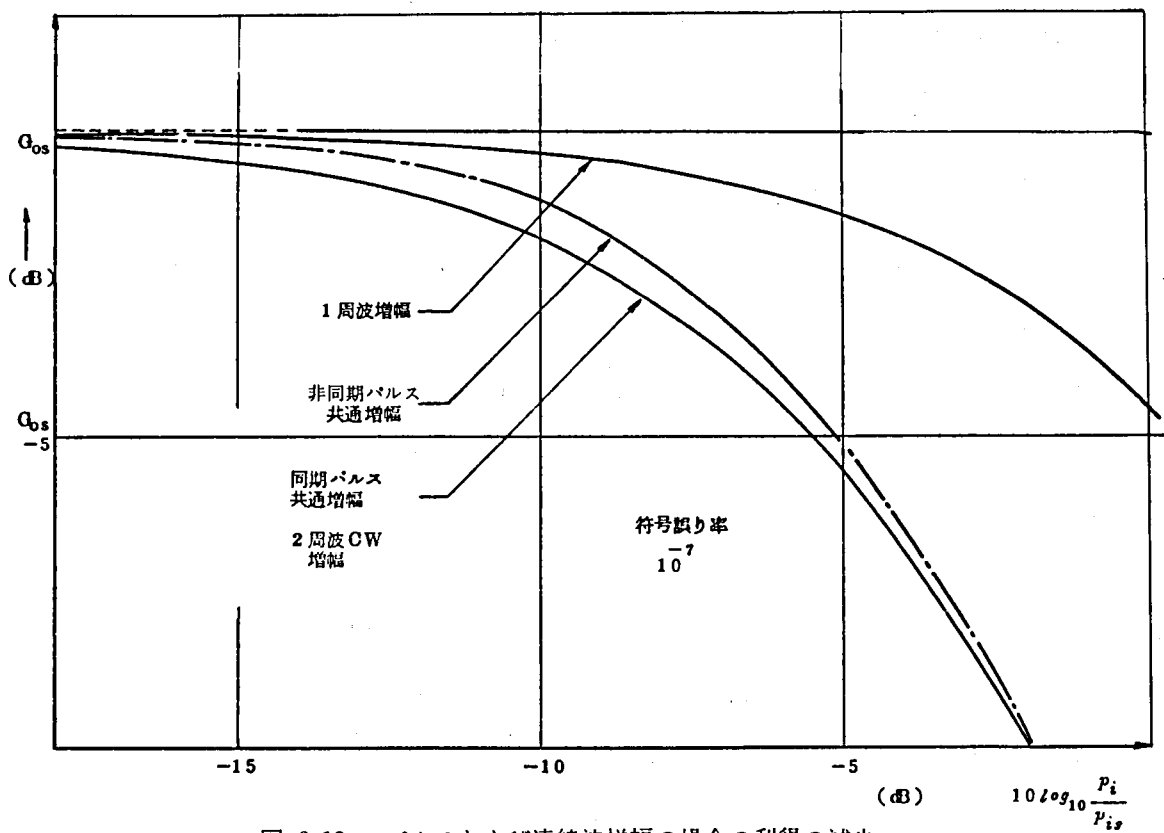


図 6.19 パルスおよび連続波増幅の場合の利得の減少

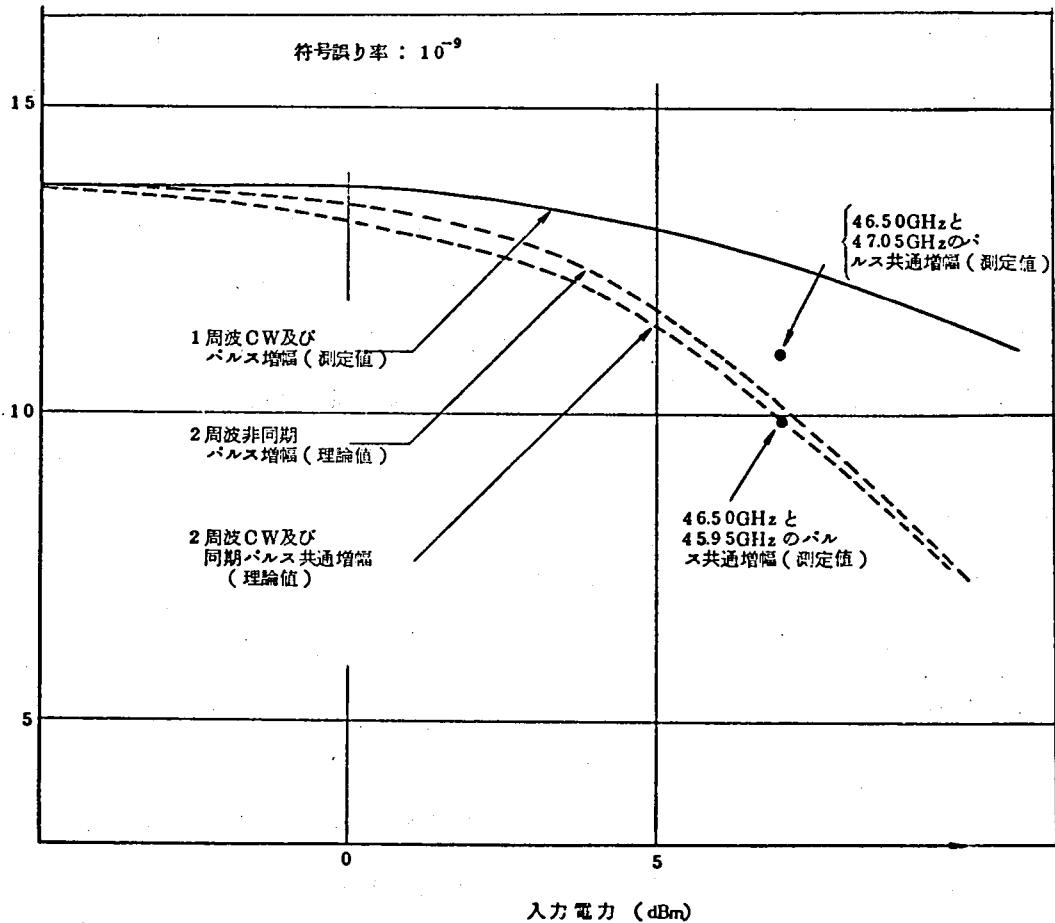


図 6.20 パルス共通増幅の実効利得



0.8%ないし1.6%程度の識別レベルの変化があったと考えられ、(2)の方法によって符号誤り率特性を補償した場合識別レベルの変化はほとんどないという 6.5.1 節の結果とほぼよく一致していると考えてよい。

## 6.6 ま と め

これまでの検討結果を以下にまとめる。

1) 進行波管を共通増幅に用いた場合、最も実現の可能性の高い方式として2周波非同期共通増幅方式と4周波同期共通増幅方式の2つが考えられるが、符号誤り率特性のみについて考慮した場合、 $C/N$  の点で2周波非同期共通増幅方式の方がやや有利である。

2) 共通増幅を行なった場合、出力抑圧効果によって1周波増幅に比較して符号誤り率特性が劣化するが、これを補償するには2つの方法がある。

(i) 信号レベルを一定とし雑音のレベルを減少させて  $C/N$  を大きくすると共に識別レベルを下げる。

(ii) 雑音レベルを一定とし信号レベルを増し  $C/N$  を大きくする。この時、識別レベルはほとんど動かさなくてよい。

以上の検討により振幅変調信号の共通増幅時の誤り率特性、識別レベル等が明らかになった。残された問題として位調変調信号に対する検討が考えられる。

## 文 献

- (1) 土屋, 石尾: “進行波管によるPMパルス増幅特性の実験的検討”, 信学会マイクロ波研資, MW 68-55 (1968-12)
- (2) 土屋, 石尾: “ミリメートル波2重はしご形進行波管によるPMパルス共通増幅特性の研究”, 通研実報, 18, 4, p. 909 (1969-04)
- (3) 土屋, 石尾: “ミリメートル波2重はしご形進行波管によるAMパルス共通増幅特性の研究”, 通研実報, 18, 4, p. 963 (1969-04)
- (4) 宮内, 関, 石田, 泉: “W-40G ミリメートル波導波管伝送方式”, 通研実報, 23, 11, p. 2201 (1974-11)
- (5) 冠, 加藤, 檜山, 大西: “ミリ波信号発生器”, 研実報, 25, 11, pp. 1699~1710, 1976
- (6) 増田: “進行波管増幅器に関する研究”, 電気通信研究所成果報告 1700 号 (1962-03)
- (7) 野田ほか: “ミリ波総合中継実験計画と方式設計”, 電気通信研究所経過資料 2511 号

(1967-07)

- (8) 石尾：“進行波管によるAMパルス共通増幅方式の符号誤り率特性”，昭43信学全大，582
- (9) W. R. Bennett：“Methods of Solving Noise Problems”，Proc. IRE, 44, 5, (1965-05)
- (10) E. A. Marcatili：“Errors in Detection of RF Pulses Embedded in Time Crosstalk, Frequency Crosstalk and Noise”，Bell Syst. Tech. J., 40, 3, (1961-05)
- (11) 宮内：“マイクロ波ナノセコンドパルスの発生，観測及び中継に関する研究”，電気通信研究所成果報告2527号(1965-06)
- (12) W. R. Bennett and J. R. Davey：“Data Transmission”，McGraw-Hill Book Co. Inc., New York (1965)

## 第7章 結 言

本論文はミリ波導波管伝送方式への適用を主たる目的とした高速デジタル信号の変復調ならびに伝送に関する研究結果をとりまとめたものである。

百MB以上の高速4相PSK信号を対象にその同期検波用搬送波同期回路、復調回路の構成法、設計法について述べると共に、さらに周波数利用効率の高い多値振幅位相変復調回路の構成法について言及した。また非直線歪の存在する系におけるパルス信号伝送の解析を示した。

これらの研究成果をまとめると、

(1) 従来、大きなループー巡遅延時間を有する位相同期回路では、広い周波数変動に対して安定に動作し、かつスペクトラム純度のよい搬送波を抽出することは困難とされていた。本論文では、再変調比較形搬送波同期回路に周波数掃引と積分の2つの機能を有する可逆計数回路を付加することを提案し、上記の困難が解決できることを示した。またミリ波導波管伝送方式用の400MB 4相PSK信号同期回路として用いることにより、同期引込み範囲  $1,700 \pm 20$  MHz、上記周波数範囲内での定常位相誤差  $\pm 2^\circ$  以下、抽出搬送波雑音  $0.6^\circ \text{ r.m.s.}$  以下というすぐれた特性を得ることができた。

(2) 上記搬送波同期回路に高速パルス識別回路、高速位相検波回路等を加えて復調回路を構成し、高速変調回路と組み合わせることにより806 Mb/s 4相PSK信号の変復調が安定かつ良好に行なうことを示すとともに、高速変復調回路の設計法、構成法を明確にした。

また、これらの結果にもとづいてミリ波導波管伝送方式用送受信装置を構成し、ミリ波導波管を用いた伝送実験を行ない、高速搬送波デジタル信号による導波管伝送方式の妥当性を示した。

(3) 多値振幅位相変調方式は他の変調方式にくらべて周波数利用効率がすぐれているが、変復調過程における信号処理が複雑であるため高速パルス伝送には適さないと考えられていた。本論文では、重畳変調という考え方をを用いることにより、高速領域においても容易に多値振幅位相変調方式が実現できることを示すと共に、符号誤り率特性、位相同期回路等について検討を行なった。また、400 Mb/s ならびに 1.6 Gb/s という高速デジタル伝送実験を行なってその妥当性を示した。

これらの研究は高速デジタル伝送を対象としたが、より低速の搬送波デジタル伝送にも、一般的に応用できるものである。また、伝送方式としてはミリ波導波管伝送方式を主たる対象としているが、ここで得られた結果は、単にミリ波のみならずマイクロ波や準ミリ波を用いる地上の高速デジタル伝送方式や大容量の衛星通信方式に対しても広く適用できると考える。

## 謝 辞

この研究をまとめるにあたり御懇切なる御指導御鞭撻を賜った京都大学工学部池上文夫教授、木村磐根教授に謹んで感謝の意を表します。

また、本研究の推進にあたって直接御指導御助言いただいた電電公社横須賀電気通信研究所宮内一洋複合伝送研究部長、島田楨晋光伝送研究室長、関清三調査役、研究開発本部岩橋栄治調査役、土屋正次博士(現島田理化工業)、ならびに研究の途上、種々御討論、御協力いただいた横須賀電気通信研究所泉一雄移動無線装置研究室長、大黒一弘調査役、鷺尾誠調査員、藤井洋二研究主任、阿部宏社員、武蔵野電気通信研究所町田進研究主任、九州電気通信局猪口守弘社員に深く感謝致します。

特に、本論文は筆者が昭和41年5月に電気通信研究所ミリ波伝送研究室に配属されて以来、昭和50年～51年頃までに行なった研究成果をまとめたものであり、その間の直接の上司であった宮内一洋部長、関清三調査役の、絶えざる御指導と御教示によって初めてこれをまとめることができた。ここに重ねて厚く御礼申し上げます。

さらに、本研究をまとめるにあたり御指導御鞭撻いただいた武蔵野電気通信研究所野田健一基礎研究部長、横須賀電気通信研究所荒谷基幹伝送研究部長、重井前基幹伝送研究部長(現東北大学教授)に感謝致します。

最後に、回路・装置の試作に御協力いただいた日本電気(株)、富士通研究所(株)の関係各位に御礼申し上げると共に、本研究の一部データがW-40G方式現場試験データに基づいていることを記し、実験を遂行された旧ミリ波伝送研究室ならびに関連研究室の各位に深く感謝する次第である。

## 付 録 1

まず第1パスが誤らない場合について、式(5.18)の積分  $\iint_{D_k} P(x', y') dx' dy'$  を求めてみることにする。

この場合、再マッピング後の信号ベクトル  $r_{11}^{(1)}$  は  $(S_2 + n)$  となっている。そこで  $S_i$  信号が  $S_j$  信号として誤判定される確率を  $P_{(S_i \rightarrow S_j)}$  と表わすとする、図5.15の積分領域に従って

$$\begin{aligned} P_{(S_1 \rightarrow S_2)} &= \int_{-a}^{\frac{a-\beta}{2}} dy \int_{\frac{a-\beta}{2}}^{\infty} p(x, y) dx \\ &= \left[ \Phi\left(\frac{\beta}{\sigma}\right) - \Phi\left(\frac{\beta-a}{2\sigma}\right) \right] \Phi\left(\frac{\beta-a}{2\sigma}\right) \\ &= P_{(S_1 \rightarrow S_4)} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} P_{(S_1 \rightarrow S_3)} &= \int_{-a}^{\frac{a-\beta}{2}} dy \int_{-\beta}^{\frac{a-\beta}{2}} p(x, y) dx \\ &= \left[ \Phi\left(\frac{\beta}{\sigma}\right) - \Phi\left(\frac{\beta-a}{2\sigma}\right) \right]^2 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} P_{(S_2 \rightarrow S_1)} &= \int_{-a}^{\frac{\beta-a}{2}} dy \int_{\frac{\beta-a}{2}}^{\infty} p(x, y) dx \\ &= \left[ \Phi\left(\frac{a}{\sigma}\right) + \Phi\left(\frac{\beta-a}{2\sigma}\right) - 1 \right] \left[ 1 - \Phi\left(\frac{\beta-a}{2\sigma}\right) \right] \\ &= P_{(S_2 \rightarrow S_3)} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} P_{(S_2 \rightarrow S_4)} &= \int_{\frac{\beta-a}{2}}^{\infty} dy \int_{\frac{\beta-a}{2}}^{\infty} p(x, y) dx \\ &= \left[ 1 - \Phi\left(\frac{\beta-a}{2\sigma}\right) \right]^2 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} P_{(S_3 \rightarrow S_1)} &= \int_{-a}^{\frac{a-\beta}{2}} dy \int_{\frac{\beta-a}{2}}^{\infty} p(x, y) dx \\ &= \left[ \Phi\left(\frac{\beta}{\sigma}\right) - \Phi\left(\frac{\beta-a}{2\sigma}\right) \right] \left[ 1 - \Phi\left(\frac{\beta-a}{2\sigma}\right) \right] \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} P_{(S_3 \rightarrow S_2)} &= \int_{-a}^{\frac{a-\beta}{2}} dy \int_{-\beta}^{\frac{\beta-a}{2}} p(x, y) dx \\ &= \left[ \Phi\left(\frac{\beta}{\sigma}\right) - \Phi\left(\frac{\beta-a}{2\sigma}\right) \right] \left[ \Phi\left(\frac{a}{\sigma}\right) + \Phi\left(\frac{\beta-a}{2\sigma}\right) - 1 \right] \end{aligned}$$

$$P_{(s_3-s_4)} = \int_{\frac{\alpha-\beta}{2}}^{\infty} dy \int_{\frac{\beta-\alpha}{2}}^{\infty} p(x, y) dx$$

$$= \Phi\left(\frac{\beta-\alpha}{2\sigma}\right) \left[1 - \Phi\left(\frac{\beta-\alpha}{2\sigma}\right)\right]$$

$$P_{(s_4-s_1)} = \int_{\frac{\beta-\alpha}{2}}^{\infty} dy \int_{\frac{\beta-\alpha}{2}}^{\infty} p(x, y) dx$$

$$= \left[1 - \Phi\left(\frac{\beta-\alpha}{2\sigma}\right)\right] \Phi\left(\frac{\beta-\alpha}{2\sigma}\right)$$

$$P_{(s_4-s_2)} = \int_{-\alpha}^{\frac{\beta-\alpha}{2}} dy \int_{-\beta}^{\frac{\alpha-\beta}{2}} p(x, y) dx$$

$$= \left[\Phi\left(\frac{\alpha}{\sigma}\right) + \Phi\left(\frac{\beta-\alpha}{2\sigma}\right) - 1\right] \left[\Phi\left(\frac{\beta}{\sigma}\right) - \Phi\left(\frac{\beta-\alpha}{2\sigma}\right)\right]$$

$$P_{(s_4-s_3)} = \int_{\frac{\beta-\alpha}{2}}^{\infty} dy \int_{-\beta}^{\frac{\alpha-\beta}{2}} p(x, y) dx$$

$$= \left[1 - \Phi\left(\frac{\beta-\alpha}{2\sigma}\right)\right] \left[\Phi\left(\frac{\beta}{\sigma}\right) - \Phi\left(\frac{\beta-\alpha}{2\sigma}\right)\right]$$

$$\text{ただし } p(x, y) = \frac{1}{2\pi\sigma^2} \exp\left(-\frac{x^2+y^2}{2\sigma^2}\right)$$

これと同様に、 $r_{\Pi}^{(2)}$ ,  $r_{\Pi}^{(3)}$ ,  $r_{\Pi}^{(4)}$  のそれぞれの場合について積分領域  $D_R'$  に留意しながら計算を実行すると、その結果は表 A-1 のようになる。同表には各場合の生ずる確率  $P_i^{(m)}$  をも同時に示した。ただし、同表において

$$u = \Phi\left(\frac{\alpha}{\sigma}\right), \quad v = \Phi\left(\frac{\beta-\alpha}{2\sigma}\right)$$

$$w = \Phi\left(\frac{\beta}{\sigma}\right) \quad x = \Phi\left(\frac{3\alpha+\beta}{2\sigma}\right)$$

$$y = \Phi\left(\frac{\alpha+3\beta}{2\sigma}\right)$$

$$\Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \int_{-x}^{\infty} \exp\left(-\frac{t^2}{2\sigma^2}\right) dt$$

である。従って、いま  $S_i$  信号が  $S_j$  信号に誤る場合のすべての確率を  $P_{s_{ij}}$  とすると、式 (5.18) から、各  $P_i^{ns}$  は以下のように求められる。

表 A-1 第2バス信号の誤り率の計算

第1バス信号	第2バス信号	$S_1$	$S_2$	$S_3$	$S_4$
第1象限に誤る	発生率	$uw$	$uw$	$u^2$	$w^2$
	$S_1$		$(w-v)(1-v)$	$(u+v-1)(1-v)$	$(w-v)v$
	$S_2$	$(w-v)(1-v)$		$(u+v-1)(1-v)$	$(w-v)v$
	$S_3$	$(u+v-1)(w-u)$	$(u+v-1)(w-v)$		$(w-v)^2$
	$S_4$	$(1-v)v$	$(1-v)v$	$(1-v)^2$	
第2象限に誤る	発生率	$u(1-w)$	$w(1-u)$	$u(1-u)$	$w(1-w)$
	$S_1$		$(w-v)(x-u)$	$(u+v-1)(x-u)$	$(w-v)(y-w)$
	$S_2$	$(1-v)(1-y)$		$(1-v)(1-x)$	$v(1-y)$
	$S_3$	$(u+v-1)(1-y)$	$(w-v)(1-x)$		$(w-v)(1-y)$
	$S_4$	$(1-v)(y-w)$	$v(y-u)$	$(1-v)(x-u)$	
第3象限に誤る	発生率	$(1-u)(1-w)$	$(1-u)(1-w)$	$(1-u)^2$	$(1-w)^2$
	$S_1$		$(1-y)(x-u)$	$(1-x)(x-u)$	$(1-y)(y-w)$
	$S_2$	$(x-u)(1-y)$		$(1-x)(x-u)$	$(1-y)(y-w)$
	$S_3$	$(1-y)(1-x)$	$(1-y)(1-x)$		$(1-y)^2$
	$S_4$	$(x-u)(y-w)$	$(y-w)(x-u)$	$(x-u)^2$	
第4象限に誤る	発生率	$w(1-u)$	$u(1-w)$	$u(1-u)$	$w(1-w)$
	$S_1$		$(1-v)(1-y)$	$(1-x)(1-v)$	$v(1-y)$
	$S_2$	$(x-u)(w-v)$		$(u+v-1)(x-u)$	$(y-w)(w-v)$
	$S_3$	$(1-x)(w-v)$	$(u+v-1)(1-y)$		$(1-y)(w-v)$
	$S_4$	$v(x-u)$	$(1-v)(y-w)$	$(x-u)(1-v)$	

$$P_1^{ns} = P_{S12} + P_{S13} + P_{S14} = B(B+2D)$$

$$P_2^{ns} = P_{S21} + P_{S23} + P_{S24} = BC + AD + AB$$

$$= P_4^{ns}$$

$$P_3^{ns} = A(A+2C)$$

$$\text{ただし, } A = u(1-v) + (1-u)(x-u)$$

$$B = w(w-v) + (1-w)(1-y)$$

$$C = u(u+v-1) + (1-u)(1-x)$$

$$D = vw + (1-w)(y-w)$$

## 付 録 2

$$\begin{aligned}
 P_{(M|S)} &= \frac{1}{2} \int_0^{\rho_0} \frac{I_0(A\rho/\sigma^2)}{\sigma^2} \rho e^{-\frac{\rho^2+A^2}{2\sigma^2}} d\rho \\
 &= \frac{e^{-\frac{A^2}{2\sigma^2}}}{2\sigma^2} \int_0^{\rho_0} \rho I_0\left(\frac{A\rho}{\sigma^2}\right) e^{-\frac{\rho^2}{2\sigma^2}} d\rho
 \end{aligned}$$

今、次の積分を考える。

$$F(x) = \int_0^u x e^{-bx^2} I_0(ax) dx$$

ここで  $z = ax$ ,  $k = b/a^2$  とおくと

$$F(z) = \frac{1}{a^2} \int_0^{au} z I_0(z) e^{-kz^2} dz$$

ここで  $z^n I_{n-1}(z) = \frac{d}{dz} \{z^n I_n(z)\}$  を用いて  $F(z)$  を部分積分すると

$$F(z) = \frac{1}{a^2} \sum_{n=1}^{\infty} [z^n I_n(z) e^{-kz^2}]_0^{au} (2k)^{n-1}$$

$$\therefore F(x) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(2\sigma^2)^{n-1}}{a^n} u^n I_n(au) e^{-bu^2}$$

従って  $u = \rho_0$ ,  $a = A/\sigma^2$ ,  $b = 1/2\sigma^2$  より

$$P_{(M|S)} = \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{\rho_0}{A}\right)^n I_n\left(\frac{A\rho_0}{\sigma^2}\right) e^{-\frac{A^2+\rho_0^2}{2\sigma^2}}$$



### 付 録 3

同期方式の符号誤り率は  $P_e$  は次式で表わされる。

$$P_e = \frac{e^{-\frac{\rho_0^2}{2\sigma^2}}}{2} \left\{ 1 + \frac{1}{2} \left\{ \sum_{n=1}^{\infty} \rho_0^n I_n \left( \frac{\rho_0}{\sigma^2} \right) e^{-\frac{1}{2\sigma^2}} \right. \right. \\ \left. \left. + \sum_{n=1}^{\infty} \left( \frac{\rho_0}{k} \right)^n I_n \left( \frac{k\rho_0}{\sigma^2} \right) e^{-\frac{k^2}{2\sigma^2}} \right\} \right\}$$

従って  $P_e$  を最小にする最適識別レベルは  $dP_e/d\rho_0 = 0$  なる  $\rho_0$  を  $0 < \rho_0 < 1$  の範囲で求めればよい。

ここで公式  $x^n I_{n-1}(x) = d/dx \{x^n I_n(x)\}$  を用いると

$$\frac{dP_e}{d\rho_0} = -\frac{\rho_0}{2\sigma^2} e^{-\frac{\rho_0^2}{2\sigma^2}} \left\{ 1 - \frac{e^{-\frac{1}{2\sigma^2}}}{2} I_0 \left( \frac{\rho_0}{\sigma^2} \right) \right. \\ \left. - \frac{e^{-\frac{k^2}{2\sigma^2}}}{2} I_0 \left( \frac{k\rho_0}{\sigma^2} \right) \right\}$$

従って次の方程式を満す  $\rho_0$  が同期共通増幅方式の最適識別レベルとなる。

$$I_0 \left( \frac{\rho_0}{\sigma^2} \right) e^{-\frac{1}{2\sigma^2}} + I_0 \left( \frac{k\rho_0}{\sigma^2} \right) e^{-\frac{k^2}{2\sigma^2}} - 2 = 0$$

この方程式を計算機により解いた結果と 6.4.1 の図的解とを比較して表 6.5 に示す。

表 6.5 同期共通増幅方式の最適識別レベル

C/N (dB)	抑 圧 量													
	0 dB		1 dB		2 dB		3 dB		4 dB		5 dB		6 dB	
	$\rho_{go}$	$\rho_{eo}$	$\rho_{go}$	$\rho_{eo}$	$\rho_{go}$	$\rho_{eo}$	$\rho_{go}$	$\rho_{eo}$	$\rho_{go}$	$\rho_{eo}$	$\rho_{go}$	$\rho_{eo}$	$\rho_{go}$	$\rho_{eo}$
15	0.539	0.542	0.498	0.503	0.455	0.460	0.414	0.423	0.379	0.390	0.342	0.362	0.319	0.338
16	0.534	0.535	0.490	0.493	0.445	0.449	0.405	0.410	0.368	0.377	0.337	0.348	0.310	0.322
17	0.528	0.529	0.483	0.485	0.437	0.439	0.397	0.400	0.360	0.366	0.328	0.336	0.301	0.310
18	0.523	0.524	0.476	0.478	0.430	0.432	0.388	0.392	0.352	0.357	0.319	0.326	0.293	0.299
19	0.520	0.520	0.471	0.472	0.425	0.426	0.384	0.385	0.347	0.349	0.314	0.318	0.286	0.290
20	0.516	0.516	0.466	0.467	0.420	0.421	0.378	0.379	0.342	0.343	0.308	0.311	0.280	0.283
21		0.513	0.462	0.463	0.415	0.416	0.375	0.375	0.337	0.338	0.303	0.306	0.275	0.277
22		0.511		0.460	0.413	0.413	0.371	0.371	0.333	0.334	0.299	0.301	0.271	0.273

$\rho_{go}$  — グラフからの図的解法による最適識別レベル

$\rho_{eo}$  — 方程式を解いて得られる最適識別レベル